



camente constante en una amplia escala de velocidades por cada nivel de energía y que encuentra utilidad particular en un vehículo propulsado eléctricamente.

- Los vehículos propulsados eléctricamente pueden emplear un motor diesel, de gasolina, o de turbina como fuente primaria de energía, o motor primario. El motor primario puede mover uno o más generadores eléctricos los cuales, a su vez, impulsan uno o más motores eléctricos conectados a las ruedas o carrileras de un vehículo. En los vehículos con rueda es a veces conveniente utilizar un motor por separado para cada rueda. Un mando eléctrico se puede interponer entre los generadores impulsados por el motor de combustión interna y los motores de dicho vehículo para regular la alimentación de energía eléctrica a los motores y ruedas.
- 5.
 - 10.
 - 15.

- En el pasado, la mayoría de los vehículos propulsados eléctricamente han utilizados aparatos eléctricos de corriente continua. Los motores de corriente continua, particularmente aquellos del tipo serie, son fácilmente adaptables a los sistemas de accionamiento eléctrico a causa de su facilidad de control y, además, los mandos eléctricos para los motores y generadores de corriente continua son simples y están bien concebidos. No obstante, los colectores y bobinas del inducido rotativos, necesarios para máquinas de corriente continua suponen un costo elevado de manufactura y entretenimiento.
- 20.
 - 25.

- Ya se conocen vehículos propulsados eléctricamente que emplean motores de corriente alterna de
- 30.

3
379639



- de construcción simple y buen funcionamiento. No obstante, como la velocidad de un motor de corriente alterna está determinada por la frecuencia de la fuente de corriente alterna, se debe habilitar un dispositivo de control para convertir la frecuencia mezclada de la fuente de energía a la frecuencia requerida por el motor que varía con la velocidad. El tipo más simple de motor de corriente alterna es el motor de inducción, pero la diferencial, o error, entre la velocidad del motor y la del inductor del estator rotativo presenta dificultades al utilizar un detector de frecuencia movido por el eje del motor para controlar el convertidor de frecuencia que suministra la frecuencia variable al estator del motor. La frecuencia del estator debe ser más elevada que la frecuencia detectada del rotor en la magnitud de la frecuencia de error y, además, el error da por resultado pérdidas térmicas en el rotor difíciles de eliminar, particularmente a bajas velocidades. El par motor de un motor de inducción es proporcional al cuadrado de la razón de voltaje a frecuencia alimentada al devanado estático. Para conseguir energía constante y condiciones de error constante en revoluciones por minuto, el voltaje alimentado a un motor de inducción en una escala conveniente de velocidades debe aumentar como la raíz cuadrada de la frecuencia alimentada. En un caso típico de una escala de frecuencia (y velocidad del motor) de 16 a 1 a energía constante, el voltaje máximo alimentado necesario es de cuatro veces el valor del voltaje mínimo. Como el tamaño
- 5.
 - 10.
 - 15.
 - 20.
 - 25.
 - 30.

379639



de la fuente de suministro de energía en un sistema impulsor, incluyendo el generador y los elementos de control de energía, está determinado por el voltaje máximo necesario, así como la corriente máxima necesaria, se necesita una fuente de energía de gran tamaño para un sistema de accionamiento eléctrico que emplee motores de inducción.

Como la velocidad de un motor sincrónico es inherentemente proporcional a la frecuencia alimentada, los motores sincrónicos se han empleado en general en sistemas impulsores de velocidad constante donde el motor se activa por medio de una fuente de frecuencia constante, como puede ser una línea de energía de 60 ciclos por segundo. Cuando se activa a ésta frecuencia, el par motor de un motor sincrónico adopta un nivel suficiente para hacer que el motor mueva la carga en sincronismo con el inductor del estátor rotativo. El funcionamiento de dicho motor sincrónico normal es de velocidad constante y potencia variable debido al par motor variable.

Este invento tiene por objeto proporcionar un sistema de accionamiento por motor eléctrico sincrónico capaz de funcionar en una amplia escala de velocidades a un voltaje, corriente y potencia constantes del motor y que tiene niveles de salida de energía selectivamente variables y proporciona una energía de salida virtualmente constante en una amplia escala de velocidades por cada nivel de energía elegido.

Otro objeto del invento es proporcionar un sistema de accionamiento por motor eléctrico sincrónico



que se caracteriza porque los motores eléctricos se controlan fácilmente para que produzcan un par motor directamente proporcional a la relación de voltaje a frecuencia alimentada al devanado estático y para

5. que proporcione energía constante en una amplia gama de velocidades sin aumentar el voltaje alimentado, permitiendo por lo tanto el uso de una fuente pequeña de suministro de energía.

Otro objeto del invento es proporcionar un sistema de accionamiento por motor eléctrico sincrónico que

10. se caracteriza porque la velocidad del motor es siempre directamente proporcional a la frecuencia del voltaje alimentado y, de éste modo, se pueden utilizar eficazmente medios de detección de frecuencia movido por

15. el motor para controlar el convertidor de frecuencia que suministra energía de frecuencia variable al motor, proporcionando el motor un factor de potencia y eficacia mayores que los motores de inducción normal.

Otro objeto más del invento es proporcionar

20. un sistema de accionamiento por motor eléctrico sincrónico que utiliza un motor que no tiene bobina del inducido y que por lo tanto puede girar a velocidades periféricas más elevadas y que es más fácil de refrigerar que otro tipo de motores de corriente alterna, y que utiliza un transformador de frecuencias que permite un

25. flujo de energía bidireccional para proporcionar frenado regenerativo.

Otra finalidad del invento es proporcionar un sistema de accionamiento por motor eléctrico sincrónico

30. particularmente apropiado para utilizarse como medio



de propulsión para un vehículo movido eléctricamente y que permite también el uso de un generador y transformador de frecuencia con una tensión de régimen sensiblemente menor que los sistemas impulsores eléctricos conocidos de igual potencia, transmitiendo el sistema la potencia máxima disponible del motor primario a los elementos de fracción del vehículo en todas las velocidades del vehículo.

5. sistema la potencia máxima disponible del motor primario a los elementos de fracción del vehículo en todas las velocidades del vehículo.

10. Otro fin adicional del invento es proporcionar un sistema de accionamiento de motor eléctrico sincrónico de aplicación particular a los vehículos propulsados eléctricamente y que ofrece las ventajas que siguen sobre los sistemas mecánicos que transmiten energía del motor primario a los elementos de fracción del vehículo por medio de embragues, ejes, engranajes y transmisiones:

15. a) Control infinitamente variable de velocidad y energía;
20. b) Funcionamiento del motor primario del vehículo a velocidad constante para disponer de una potencia máxima, cualquiera que sea la velocidad del vehículo;
- c) Adaptabilidad a mandos o controles automáticos y dispositivos de protección;
25. d) Mayor eficacia y seguridad de funcionamiento;
- e) Facilidad de entretenimiento y reparación;
- f) Adaptabilidad a los diferentes tipos de motores primarios y vehículos;
30. g) La situación de las ruedas motorizadas u

379639

- 7 -



5. otros elementos de tracción y el motor primario no está limitada por los elementos mecánicos de transmisión, por lo que permite un uso fácil y efectivo del sistema de accionamiento eléctrico del invento en vehículos articulados y en tándem;

10. h) La potencia alimentada a los elementos de tracción del vehículo se puede elegir y controlar individualmente permitiendo de éste modo el gobierno de la dirección del vehículo controlando la energía y velocidad de los elementos de tracción a cada lado del vehículo;

15. i) Se puede proporcionar frenado eléctrico al vehículo, reduciendo de éste modo el desgaste, entretenimiento y capacidad necesaria de los frenos mecánicos.

20. Según el invento, se proporciona un sistema de accionamiento por motor eléctrico sincrónico que tiene niveles de salida de energía selectivamente variable y que proporciona energía de salida constante en una amplia escala de velocidades por cada nivel de salida de energía elegido y dispuesto para ser activado por una fuente de corriente alterna que comprende;

25. Un motor eléctrico sincrónico que tiene un devanado estatórico, un motor y medios para generar polos magnéticos en dicho rotor, y que se caracteriza porque el ángulo de desplazamiento entre dichos polos magnéticos en dicho rotor del motor y el campo magnético generado por dicho devanado estatórico del motor varía con la velocidad del motor desde la velocidad de base al límite inferior de la escala de veloci-

30.



dades hasta una velocidad predeterminada más elevada;

5. Medios que funcionan conectados al rotor del motor para generar una señal de salida modulada a una frecuencia que está en función a la velocidad de dicho motor;

Un convertidor de frecuencia conectado entre dicha fuente de corriente alterna y dicho devanado estático y controlada por dicha señal de salida;

10. Medios para derivar una señal de velocidad que está en función a la velocidad de dicho motor eléctrico;

15. Y medios de control sensibles a la citada señal de velocidad para cambiar selectivamente la fase de dicha señal de salida en función a dicha señal de velocidad, para mantener los citados polos magnéticos en dicho rotor del motor sincronizado con el campo magnético giratorio generador porque el citado devanado estático en la referida gama de velocidades.
- 20.

25. De preferencia se incluyen medios de energía para derivar de una forma selectiva una señal de energía que está en función a la salida de energía conveniente de dicho motor, y dichos medios de control son sensibles también a la citada señal de energía derivada y varían la magnitud de dicha señal de salida en función a la citada señal de energía y mantienen dicha magnitud constante en la citada escala de velocidades por cada señal de energía emitida, variando al mismo tiempo simultáneamente
- 30.

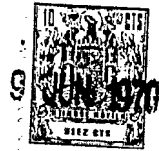
379639 -



la fase de dicha señal de salida en función a la citada señal de velocidad para mantener dichos polos magnéticos en dicho rotor del motor sincronizado con el campo magnético rotativo generado por dicho devanado estatórico.

- 5.
- De preferencia dicho motor tiene una curva cuyo parámetro variable es la velocidad de dicho motor y cuyo vector de radio y coordenadas polares del ángulo vectorial son la magnitud y ángulo de fase del voltaje terminal que se ha de alimentar a dicho devanado estatórico para mantener dichos polos magnéticos en el citado rotor sincronizados con el campo magnético rotativo generado por dicho devanado estatórico en la escala de velocidades y dichos medios de control comprende: un primer medio generador de función sensible a dicha señal de velocidad para derivar una primera señal alterna de acuerdo con una ecuación paramétrica de dicha curva; un segundo medio generador de función sensible a dicha señal de velocidad para derivar una segunda señal alterna de acuerdo con la otra ecuación paramétrica de dicha curva, y dichos medios de control comprenden también los citados medios para generar dicha señal de salida y comprende medios sumadores vectoriales que reciben dichas primer y segunda señales alternas como corrientes de entrada y que funcionan conectado al citado rotor del motor para derivar dicha señal de salida cuya magnitud es la suma vectorial y cuyo ángulo de fase está en función al cociente de dichas primera y segunda señales alternas y para modular
- 10.
- 15.
- 20.
- 25.
- 30.

379639¹⁰ -



dicha señal de salida a una frecuencia en función a la velocidad de dicho motor.

5. Los citados primer y segundomedios generadores de función son preferiblemente sensibles a ambas señales citadas de velocidad y energía.

10. El parámetro variable de dicha curva del motor tiene preferiblemente un coeficiente y dicho motor tiene una pluralidad de dichas curvas todas ellas con la misma forma pero cada una de las cuales tiene un coeficiente diferente para dicho parámetro y representa una energía de salida diferente de dicho motor, y dichos primer y segundo medios generadores de función son sensibles a dicha señal de energía y derivan una primera y una segunda señales alternas en fase de acuerdo con las citadas ecuaciones paramétricas de la curva correspondiente a cada señal de energía elegida.

15. De preferencia, dicho primer y segundo medios generadores de función derivan una primera y segunda señales alternas en fase que aumentan aproximadamente igual en función a dicha señal de velocidad desde una velocidad cero del motor hasta la velocidad básica al límite inferior de dicha escala de velocidades y cuyas magnitudes son proporcionales a dicha señal de energía, por lo que el ángulo de fase de la citada señal de salida es virtualmente constante desde una velocidad cero del motor a dicha velocidad básica.

20. El primer y segundo medios generadores de función citados derivan una primera y una segunda señales alternas en fase que varían en direcciones opuestas y cambian la fase de dicha señal de salida

25.
30.

379639



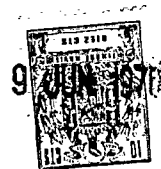
5. en función a la velocidad de dicho motor desde la citada velocidad básica a la citada velocidad superior predeterminada, manteniendo al mismo tiempo en la magnitud de dicha señal de salida constante por cada magnitud elegida de dicha señal de energía.

10. Los citados medios sumadores vectoriales comprenden preferiblemente un inductor rotativo que tiene un primer y un segundo devanado, activadores angularmente desplazados acoplado a dichos primer y segundo medios generadores de función respectivamente, un devanado de salida enlazado de una forma inductiva a dichos primer y segundo devanados activadores en los que se indiquen dicha señal de salida, y un dispositivo rotor ferromagnético que funciona conectado a dicho rotor del motor para variar ciclicamente los enlaces de flujo entre dicho devanado de salida y dichos devanados activadores a medida que gira el citado rotor ferromagnético.

20. Dicho sumador vectorial del inductor rotativo comprenden preferiblemente un estátor ferromagnético que tiene juegos de primeros y segundos dientes desplazados angularmente, dicho primer devanado tiene espiras que rodean unos primeros dientes individuales conectados en serie; dicho segundo devanado activador tiene espiras que rodean segundos dientes individuales conectados en serie; dicho devanado de salida tiene espiras que rodean primeros dientes individuales conectados en serie con espiras que rodean segundos dientes individuales, y dicho

25.

30.



379639

5. dispositivo rotor se dispone adyacente al citado estátor inductor rotativo y gira con relación al mismo formando una parte de las líneas de flujos magnéticos generados en dichos dientes y varía cíclicamente las permanencias de dichas líneas de flujos magnéticos a medida que gira.

10. De preferencia dicho dispositivo rotor de inductor es un elemento rotor ferromagnético que tiene una parte de lóbulos, cuya parte tiene el espacio menor de reluctancia magnética a partir de dichos dientes y una parte de depresión que tiene un espacio de reluctancia magnética a partir de dichos dientes mayor que dicha parte de lóbulos, y dicho dispositivo rotor varía sinusoidalmente las permeancias de dichas líneas de flujo magnético a medida que gira.

15. Dicho estátor inductor rotativo tiene preferiblemente un juego de dichos primeros dientes desplazados angularmente unos de otros y un juego de segundos dientes desplazados angularmente entre sí, estando dicho juego de primeros dientes desplazado angularmente de dicho juego de segundos dientes, teniendo el citado primer devanado activador espiras conectadas en serie rodeando primeros dientes individuales y teniendo dicho segundo devanado activador, espiras conectadas en serie rodeando segundos dientes individuales, y teniendo dicho devanado de salida espiras conectadas en serie rodeando dientes de dicho primer juego y dientes de dicho segundo juego, por lo que la citada señal de salida inducida en dicho devanado de salida están en función a la magnitud de

20.

25.

30.

379639

- 13 -



5. dichas primeras y segundas señales alternas en fase y alimentadas a dichos primer y segundo devanados activadores, al ángulo comprendido entre dicho primer y segundo juego de dichos dientes, y a la posición de dicho elemento rotor.

10. El citado estátor inductor rotativo es preferiblemente anular, dichos primeros y segundos dientes se extiende radialmente hacia el interior, y dicho juego de primeros dientes se desplaza a 90 grados eléctricos a partir de dicho juego de segundos dientes.

15. El devanado de salida del inductor rotativo comprende preferiblemente devanado de salida de fase n cada uno de los cuales se enlaza inductivamente a dichos primer y segundo devanados activadores y en cada uno de los cuales se induce una señal de salida de corriente alterna modulada a una frecuencia que está en función a la velocidad de dicho motor, y comprende medios discriminadores entre dichos devanados de salida de fase y dicho transformador de frecuencia para desmodular dicha señal de salida de corriente alterna inducidas en dichos devanados de salida de fase, y preferiblemente dichos devanados de salida de fase n se desplazan angularmente $360/n$ grados eléctricos en dicho estator inductor rotativo.

25. De preferencia, cada devanado de salida de fase tiene espiras conectadas en serie que rodean primeros dientes individuales conectados en serie con espiras que rodean segundos dientes individuales, cuyos primeros y segundos dientes están desplazados $360/n$ grados de los primeros y segundos dientes correspondientes

30.

379639

- 14 -



rodeados por espiras de los otros devanados de fase citados.

- En éste caso, cada uno de dichos devanados de salida de fase tienen preferiblemente espiras conectadas en serie rodeando a cada uno de un par de primeros dientes conectados en una relación substractiva y espiras conectadas en serie rodeando a cada uno de un par de segundos dientes conectados en una relación substractiva y conectadas también en serie con las citadas espiras que rodean dichos primeros dientes para cancelar el componente básico de flujo magnético.
- 5.
- 10.

- Dicho motor sincrono tiene preferiblemente polos p y dicho devanado de salida del inductor rotativo tiene pares de polos $p/2$ y devanados de fase de salida n , y cada uno de dichos devanados de fase de salida comprenden espiras que rodean uno de dichos primeros dientes en cada par de polos, conectadas en serie con espiras que rodean uno de dichos segundos dientes en cada par de polos citados y se conecta en serie con espiras dispuestas de un modo similar rodeando primeros y segundos dientes de los otros pares de polos, y dicho dispositivo rotor del inductor rotativo tiene lóbulos $p/2$ con depresiones entre dichos lóbulos y varía sinusoidalmente las permeancias de las líneas de flujo magnético a través de los dientes en todos los pares de polos citados a medida que gira.
- 15.
- 20.
- 25.

- El citado segundo medio generador de función comprenden:
- 30.

379639

- 15 -



Medios sensibles a dicha señal de velocidad para derivar una tercera señal que está en función a la coordenada polar vectorial del radio de dicha curva;

5. Medios para derivar una cuarta señal que es la suma vectorial de dichas primera y segunda señales alternas;

10. Y medios para comparar dichas terceras y cuartas señales para derivar dicha segunda señal alterna, de acuerdo con dicha otra ecuación paramétrica.

15. De preferencia dicho primer medio generador de función comprende medios sensibles a dicha señal de velocidad para derivar una primera señal de corriente continua de acuerdo con dicha ecuación paramétrica; medios para generar una señal portadora; y un primer modulador acoplado a dichos medios generadores de señal portadora y a dicho primer medio de derivación de señal de corriente continua para variar la amplitud de dicha señal portadora de acuerdo con dicha primera señal de corriente continua.

20. Asimismo es preferible que dicho segundo medio generador de función comprenda medios sensibles a dicha señal de velocidad para derivar una segunda señal de corriente continua en función a la coordenada polar del radio de dicha curva; medios para sumar vectorialmente dichas primera y segunda señales alternas para producir una señal resultante; medios para rectificar dicha señal resultante; medios para comparar dicha segunda señal de corriente continua y la señal rectificadora procedente de dichos medios rectificadora-
- 25.
- 30.



dores con el fin de derivar una señal diferencial, y un segundo modulador acoplado a dichos medios generadores de señal portadora y a dichos medios comparadores para variar la amplitud de la citada señal portadora de acuerdo con dicha señal diferencial con el fin de derivar o deducir la otra ecuación paramétrica dada.

De preferencia, dichos medios para generar polos magnéticos en dicho rotor del motor comprenden un devanado inductor y medios para activar dicho devanado inductor en función a la magnitud de dicha señal de energía, y dichos primer y segundo medios generadores de función proporcionan señales alternas en fase primera y segunda a dichos primer y segundo devanado activadores.

De preferencia, dichos primer y segundo medios generadores de función proporcionan una primera y una segunda señales a dichos devanados activadores primero y segundo, que varían en la misma dirección, en función a la velocidad del motor, a partir de una velocidad de cero hasta la velocidad básica en el límite inferior de dicha escala de velocidades, y que varían en direcciones opuestas en función a la velocidad del motor a partir de dicha velocidad básica hasta una velocidad predeterminada superior y cambian la fase dicha señal de salida en función a la velocidad del motor a partir de dicha velocidad básica hasta la citada velocidad superior predeterminada y mantienen la magnitud de dicha señal de salida constante sobre dicha escala de velocidades por cada magnitud



elegida a dicha señal de energía.

- El sistema comprende preferiblemente medios de regulación para proporcionar una señal a uno de dichos devanados activadores, cuya magnitud está en función en la citada señal de energía desde una velocidad cero del motor hasta dicha velocidad básica, por lo que dicha señal de salida se induce en dichos devanados secundarios y se encontrará disponible el par motor en el momento del arranque.
- 5.
10. Dicha fuente de corriente alterna y dicho devanado de estátor del motor tienen preferiblemente tres fases, y el citado devanado de salida del inductor rotativo de dicho sumador vectorial comprende devanados de salida trifásicos, y dicho transformador de frecuencia es un transformador cíclico o ciclo convertidor y comprende un juego de rectificadores controlados entre cada fase de dicho devanado del estátor del motor y dicha fuente de corriente alterna, comprendiendo cada juego un par de rectificadores de polos opuestamente de activación controlados por la señal de salida polifásica procedente de dichos devanados de salida trifásicos del citado inductor rotativo para derivar señales de desconexión cíclica para dichos rectificadores controlados.
- 15.
- 20.
25. De preferencia se incluyen medios para derivar señales de referencia que se encuentran en función a los voltaje de fase de dicha fuente de corriente alterna y que se caracterizan porque dichos medios de circuito activador comprenden medios para
30. cambiar dichas señales de referencia y las señales



5. de salida de fase procedentes de dichos devanados de salida de fase del citado inductor rotativo para derivar señales de secuencia compuesta, y medios controlados por dichas señales de frecuencia para derivar dichas señales de desconexión cíclica para dichos rectificadores controlados.

10. También se incluyen preferiblemente medios discriminadores para desmodular dichas señales de salida de fase de dichos devanados de fase del inductor rotativo para derivar señales de salida desmodulada, y se conectan medios de circuito limitador de amplitud entre dichos medios discriminadores y dichos medios de circuito activador para limitar la amplitud de dichas señales de salida de fase desmodulada, por lo que se puede reducir la tensión de régimen de dichos rectificadores controlados.

20. Dicho ciclo convertidor comprende preferiblemente un reactor que tiene una toma media entre cada fase de dicho devanado de estator del motor y cada juego de rectificadores controlados, conectándose dicho devanado de fase del estator del motor a dicha toma media, y los ánodos de todos los rectificadores controlados de cada uno de dichos juegos que tienen una polaridad se hacen comunes y se conectan a un extremo de dicho reactor, y los cátodos de todos los rectificadores controlados de dicho juego que tienen la polaridad opuesta se hacen comunes y conectan al extremo opuesto de dicho reactor.

30. Los citados medios productores de dicha señal de desconexión cíclica comprenden preferible-



- mente una pluralidad de medios de detección de cruzamiento de voltaje cero asociados con cada uno de dichos juegos de rectificadores controlados, y cada uno de dichos medios de detección de cruzamiento cero recibe
5. una de dichas señales de secuencia como una corriente de entrada, y también comprende una pluralidad de medios controlados cada uno por uno de dichos medios de cruzamiento de detección de voltaje cero para producir señales de desconexión cíclica para uno de dichos
10. pares de rectificadores de polos opuestamente controlados de los cuales un par se conecta a una fase de dicha fuente de corriente alterna distinta a la fase de la que se deriva la corriente de entrada de señal de frecuencia a los medios detectores correspondientes.
- 15.

- De preferencia dichos medios detectores de cruzamiento cero proporcionan una primera y una segunda corrientes de salida cuando dicha corriente de entrada de señal de frecuencia se cruza a cero
20. en las direcciones de funcionamiento positivo y funcionamiento negativo respectivamente, y cada uno de dichos medios para derivar señales de desconexión cíclica para uno de dichos pares de rectificadores controlados de polos opuestos comprende un primer
25. y un segundo flip-flops o básculas acoplados a dichos medios detectores de cruzamiento cero y dispuestos para ser activados por dichas primera y segunda corrientes de salida respectivamente, y se incluye un primer y un segundo osciladores controlados por
30. dichos primer y segundo flip-flops o básculas, y medios



- rectificadores para acoplar dichos primer y segundo osciladores a las fuerzas de dicho par de rectificadores controlados de polos opuestos respectivamente, por lo que se alimentan impulsos activadores sucesivos de corriente continua a las fuerzas de dicha rectificadores controlados.
- 5.

- De preferencia se incluyen primeros medios conmutadores para invertir de una forma selectiva la activación de dicho segundo devanado activador, por lo que la fase del voltaje suministrado por dicho transformador de frecuencia al citado devanado del estátor cambia para controlar la dirección de rotación o par motor de dicho motor.
- 10.

- En ese caso se incluye preferiblemente segundos medios conmutadores para invertir de una forma selectiva la activación de dicho primer devanado activador, por lo que el ángulo de desplazamiento entre dichos polos magnéticos en el citado rotor del motor y dicho campo magnético generador por dicho devanado del estátor del motor cambia de positivo a negativo y dicho motor se frena de una forma regenerativa cuando entran en acción dichos primeros y segundos medios conmutadores.
- 15.
- 20.

- El citado motor sincrónico es preferiblemente del tipo inductor con un rotor sólido, y dichos medios para generar polos magnéticos en dicho rotor del motor comprenden un devanado inductor en el estator de dicho motor.
- 25.

- En éste caso, el rotor del motor está compuesto preferiblemente por material ferromagnético y tiene parte polares salientes circunferencialmente separadas
- 30.



y proporcionan una línea de baja reluctancia al estátor del motor, con partes cordales entre dichas partes polares formando un espacio de aire de elevada reluctancia con el citado estátor del motor.

5. A continuación se describe el invento con detalle y se ilustra, a título de ejemplo, en los dibujos esquemáticos adjuntos, en los que:

10. La figura 1, es un diagrama esquemático en forma de conjunto del sistema de accionamiento eléctrico del invento incorporado en un vehículo.

La figura 2, es una vista en sección tomada a través de una rueda de vehículo y del motor eléctrico que la impulsa, según la modalidad de la figura 1.

15. La figura 3, es una vista despiezada en perspectiva del motor eléctrico y el sensor de ángulos impulsados por el mismo en la modalidad de las figuras 1 y 2, ilustrándose el estátor del motor y los devanados encapsulados en resina.

20. La figura 4, es una vista frontal parcial que ilustra el rotor y el estátor del sensor angular.

La figura 5, es un gráfico que traza el par motor relativo proporcionado por el sistema de accionamiento eléctrico del invento contra la velocidad relativa.

25. La figura 6, es un gráfico que ilustra la curva de saturación sin carga y la curva de saturación de factor cero de energía de la corriente de régimen del inducido para el motor eléctrico de la modalidad de las figuras 1-5.

30. La figura 7a ilustra el circuito equivalente



simplificado del motor eléctricos; la figura 7b ilustra su diagrama vectorial para el funcionamiento del motor; y, la figura 7c ilustra su diagrama vectorial para el funcionamiento del generador.

5. La figura 8 es un gráfico que traza el voltaje terminal del motor y el ángulo de desplazamiento contra la velocidad necesaria para proporcionar una potencia de régimen máxima sobre la escala de velocidades.
10. La figura 9, es un desarrollo del estátor y rotor del sensor angular e ilustra también esquemáticamente los voltajes instantáneos generados en los devanados secundarios del sensor angular.
Las figuras 10a y 10b son diagramas esquemáticos que ilustran la adición vectorial de las dos señales de entrada a los devanados primarios del sensor angular para derivar la señal de salida de control a el cicloconvertidor.
15. La figura 11 es un gráfico que traza los voltajes del motor y sensor angular contra la velocidad del motor necesaria para obtener una energía máxima del 50% y el 100 % constante en la escala de velocidades.
20. La figura 12, es un diagrama esquemático en forma de conjunto del control, discriminador, y circuito limitador de amplitud del sensor angular.
La figura 13, es un diagrama de circuito esquemático de los generadores de función del control del sensor angular.
25. La figura 14, es un diagrama de circuito
- 30.

379639

- 23 -



esquemático del cicloconvertidor y filtro e ilustra el circuito activador en forma de conjuntos.

5. Las figuras 15a a 15h ilustran esquemáticamente voltajes en el cicloconvertidor del sistema de accionamiento eléctrico del invento.

La figura 16, es un diagrama de circuito esquemático del tacómetro.

10. La figura 17a es un diagrama de circuito esquemático parcialmente en forma de conjuntos, del circuito activador para los rectificadores controlados del cicloconvertidor; y las figuras 17b a 17j ilustran señales en varios puntos en el circuito activador de la figura 17a;

15. La figura 18 es un diagrama esquemático simplificado del circuito lógico de relé y el control del motor.

La figura 19, es un gráfico que traza el voltaje de salida VR del amplificador de control de corriente contra la velocidad del motor.

20. La figura 20 es un gráfico que traza la corriente del campo inductor motórico contra la posición del pedal de energía para proporcionar energía constante en la escala de velocidades para un nivel de energía elegido; y

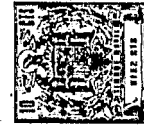
25. La figura 21 ilustra curvas que trazan como coordenadas polares la variación del voltaje terminal VT del motor y el ángulo de desplazamiento DT con la velocidad del motor ilustrada en la figura 8.

DESCRIPCION GENERAL

30. Refiriéndonos a la figura 1, un sistema de ac-

379639

- 24 -



- cionamiento eléctrico 10 según el invento propulsa a un vehículo (no ilustrado) para proporcionar energía motriz a las ruedas delantera derecha, delantera izquierda, trasera derecha y trasera izquierda 12, 14, 16 y 18 respectivamente. Un motor primario en el vehículo es preferiblemente un motor de combustión interna de combustible hidrocarburo como puede ser una turbina de gas o un motor diesel 20 que funciona a una velocidad prácticamente constante, determinada por la graduación reguladora, y puede proporcionar una entrada de energía constante al sistema de accionamiento eléctrico 10 en todas las condiciones de funcionamiento del vehículo.

- El sistema de accionamiento eléctrico 10 comprende preferiblemente cuatro controles eléctricos o motores, 22, 24, 26 y 28 (ilustrados en forma de conjuntos) para la rueda 12, 14, 16 y 18 respectivamente. Los cuatro motores son virtualmente idénticos y solamente se describirá el motor 22 para la rueda delantera derecha 12.

- Un motor primario 20 impulsa a un primer generador 30 que proporciona energía eléctrica para los motores eléctricos 22 y 24 que accionan las ruedas delanteras 12 y 14 y también impulsa a un segundo generador 32 que proporciona energía eléctrica para los motores eléctricos 26 y 28 que hacen funcionar las ruedas traseras del vehículo 16 y 18. Los generadores 30 y 32 son similares y pueden ser alternadores polifásicos de hiperfrecuencia de tipo tradicional, y solamente se describirá el generador 30. El generador 30

379639

- 25 -



- tiene preferiblemente una bobina excitadora estacionaria 34 activada por un suministro de energía apropiado (no ilustrado) y tres devanados del inducido conectados en estrella 36A, 36B y 36C que generan tres voltajes de corriente alterna trifásica A,B,C en barras colectoras de energía constante e hiperfrecuencia 38A, 38B y 38C respectivamente. El motor primario 20 funciona a una velocidad casi constante de forma que la energía de entrada al sistema de accionamiento eléctrico 10 y la frecuencia de la corriente alterna generada por los generadores 30 y 32 son casi constantes.

- Las señales de entrada a los motores eléctricos 22, 24, 26 y 28, que controlan la transmisión de energía de los generadores 30 y 32 a las ruedas del vehículo 12, 14, 16 y 18 se derivan preferiblemente del aparato de gobierno de vehículo accionado por el conductor que comprende un volante 40, una dirección y un selector limitador de velocidad 42, un pedal de energía 44, y un pedal de freno 46 que se acoplan por medio de un circuito de control maestro accionado por el conductor 48 a los motores eléctricos 22, 24, 26 y 28.

- El motor eléctrico 22 comprende un motor sincrónico 50 que es preferiblemente del inductor y tiene un rotor 52 acoplado mecánicamente a la rueda delantera derecha 12 a través de un engranaje apropiado (ilustrado en la figura 2), una bobina del inducido trifásica, o bobina del estator 54, y una bobina del inductor 56 montada en el estátor del mo-

379639



5. tor. El motor eléctrico 22 convierte la corriente de salida de voltaje y frecuencia constante del generador de hiperfrecuencia 30 a una corriente alterna de frecuencia, voltaje y fase variables para alimentación a la bobina del inducido 54 para regular el par motor y velocidad del motor sincrónico 50.

10. El sistema de accionamiento eléctrico 10 transmite la corriente de salida de energía constante del motor primario 20 a las ruedas del vehículo 12, 14, 16 y 18 en una amplia gama de velocidades. En la figura 5 se ilustra el par motor hiperbólico contra la característica de velocidad del sistema de accionamiento eléctrico 10 para conseguir dicha transmisión de energía constante desde el motor primario 20 a las ruedas del vehículo en una escala de velocidades de 15 a 1. El par motor y la velocidad se relacionan convenientemente por motivos de descripción a valores básicos tomados a la velocidad mínima a la que se transmite la energía máxima constante. En la figura 5 se ilustra el régimen básico del sistema de accionamiento eléctrico 10, donde el par motor relativo se designa arbitrariamente como 1,0 y la velocidad relativa se designa como 1,0 y en cuya figura la curva de línea sólida corresponde a la capacidad máxima de energía del motor diésel 20 con el pedal 44 pisado a fondo y con la energía total dividida igualmente entre los motores o impulsores de las ruedas individuales 22, 24, 26 y 28. No obstante, el sistema de accionamiento 10 comprende medios descritos más adelante para reducir el par motor en condi-

15.

20.

25.

30.

379639²⁷



- ciones de funcionamiento que exigen menos de la potencia de régimen, según representa la curva de rayas discontinuas indicada como "energía reducida" en la figura 5. La velocidad del vehículo, velocidad del motor y frecuencia del motor son directamente proporcionales debido al uso de motores sincronicos 50 y a la relación fija de engranaje entre los motores 50 y las ruedas 12,14, 16 y 18. Además, el par motor y el esfuerzo de tracción del vehículo son también directamente proporcionales debido a dicha relación fija de engranaje.
- 5.
- 10.

- En la modalidad de preferencia del invento, el motor 50 es del tipo inductor sincrono, aunque se puede utilizar en el sistema de accionamiento eléctrico cualquier tipo de motor sincrono que tenga excitación ajustable del inductor, incluyendo el tipo polar saliente normal. Las curvas normales de saturación de los motores sincronicos se emplean comúnmente para demostrar la relación entre el voltaje terminal del estator V_T y corriente en el inducido I_f para diversas condiciones de carga. Como los motores sincronicos funcionan normalmente a velocidad constante correspondiente al voltaje terminal que tiene una frecuencia fija de 60 ciclos por segundo, dichas curvas de saturación se suelen emplear para una frecuencia fija. El efecto de la resistencia del inducido en estas características de motor sincrono suele ser pequeño pero se vá haciendo más importante a medida que la frecuencia se aproxima a cero.
- 15.
- 20.
- 25.

- Quando el motor sincrono 50 funciona a frecuencia variable, como en el sistema de accionamiento eléctrico 10, se pueden derivar curvas de saturación más signi
- 30.



- ficativas que ilustran los efectos de la variación de frecuencia y resistencia del inducido a bajas velocidades, reemplazando el voltaje terminal V_T por la variable $(\vec{V}_T + \vec{I}_a R_a)/F$ según se ilustra en la figura 6, que representa la curva de saturación sin carga y la curva de saturación de factor cero de energía de la corriente de régimen del inducido para un motor sincrónico típico 50 apropiado para el sistema de accionamiento eléctrico 10 y donde:
10. V_T es el voltaje terminal del motor;
 I_a es la corriente del inducido;
 R_a es la resistencia efectiva del inducido;
- y
- F es la frecuencia.
15. Se observará que los valores ilustrados en la figura 6 se expresan como cantidades por unidad relativas al régimen básico del motor.
- La cantidad vectorial $\vec{V}_T + \vec{I}_a R_a$ es un voltaje interno, comúnmente llamado voltaje de retraso de la resistencia, y representa la suma vectorial del voltaje terminal y la caída de resistencia del inducido, observando el ángulo de fase apropiado entre los dos vectores. Comúnmente se suele considerar el componente de energía de la corriente del inducido como positivo para el funcionamiento del generador y negativo para el funcionamiento del motor. Por lo tanto para el funcionamiento del motor el vector $\vec{V}_T + \vec{I}_a R_a$ es inferior a V_T para los factores de energía en la escala de funcionamiento normal cerca de
20. la unidad donde V_T e I_a se desplazan aproximadamente
- 25.
- 30.

379639

- 29 -



- 180 grados (véase la figura 7b). La cantidad total $(\dot{V}_T + \dot{I}_a R_a)/F$ es proporcional al flujo magnético neto que enlaza la bobina del inducido del motor 50, cuyo flujo magnético neto es la resultante del generador por la bobina del inducido 54 y la bobina del inductor 56.
- 5.

- Las curvas de saturación de la figura 6 permiten una buena aproximación, empleando métodos bien conocidos, de la corriente del inductor I_f correspondiente a cualquier condición de carga. En la modalidad de preferencia del invento, el impulsor eléctrico 22 mantiene la corriente del inducido I_f en el motor 50 constante para una corriente deseada del inducido correspondiente a una posición dada del pedal de energía 44. A medida que aumenta la velocidad del motor y la frecuencia por encima del valor básico $F = 1,0$, el impulsor eléctrico 22 de la modalidad de preferencia mantiene también el voltaje terminal V_T constante para una posición dada del pedal, dando por resultado un flujo magnético neto, representado por la variable $(\dot{V}_T + \dot{I}_a R_a)/F$ disminuyendo de una forma casi inversamente proporcional a la frecuencia F . Estas condiciones se representa en la figura 6 para la corriente del régimen del inducido mediante la línea vertical $I_f = 2,5$ indicada como "constante I_f por $I_a = 1,0$ ", y se observará la variable $(\dot{V}_T + \dot{I}_a R_a)/F$ disminuye desde un valor de 1,0 a una frecuencia $F = 1,0$ a lo largo de ésta línea de corriente constante del inducido a un valor de 0,5 a una frecuencia de $F = 2,0$ y después disminu-
- 10.
- 15.
- 20.
- 25.
- 30.



- yen adicionalmente a un valor de 0,2 a $F = 5$. Por debajo de una frecuencia de $F = 1,0$, el voltaje terminal VT es reducido por el impulsor eléctrico 22 según se describirá más adelante, pero a un régimen que dá por resultado la elevación de flujo neto a un máximo a medida que la frecuencia se aproxima a cero. Con la corriente del inductor I_f y el voltaje terminal VT constantes, la corriente del inducido I_a se encontrará próxima al valor de régimen ($I_a = 1,0$) y el factor de energía próximo a la unidad en toda la gama de frecuencia, dando por resultado por lo tanto el que el sistema de accionamiento eléctrico 10 tenga la característica de velocidad-par motor de energía constante hiperbólica ilustrada en la figura 5. Suponiendo que el sistema de accionamiento eléctrico 10 se diseñe para que tenga un régimen de energía con incidente con el del motor disel 20, esta curva de velocidad-par motor de la figura 5 podría indicarse alternativamente como "capacidad continua del sistema de accionamiento eléctrico máximo". Cuando se necesita menos de la potencia de régimen para mover la carga y el pedal 44 no se pisa a fondo, la característica de velocidad-par motor puede estar representada por la línea de rayas discontinuas indicada como "energía reducida" en la figura 5.
5. un máximo a medida que la frecuencia se aproxima a cero. Con la corriente del inductor I_f y el voltaje terminal VT constantes, la corriente del inducido I_a se encontrará próxima al valor de régimen ($I_a = 1,0$) y el
 10. factor de energía próximo a la unidad en toda la gama de frecuencia, dando por resultado por lo tanto el que el sistema de accionamiento eléctrico 10 tenga la característica de velocidad-par motor de energía constante hiperbólica ilustrada en la figura 5. Suponiendo
 15. que el sistema de accionamiento eléctrico 10 se diseñe para que tenga un régimen de energía con incidente con el del motor disel 20, esta curva de velocidad-par motor de la figura 5 podría indicarse alternativamente como "capacidad continua del sistema
 20. de accionamiento eléctrico máximo". Cuando se necesita menos de la potencia de régimen para mover la carga y el pedal 44 no se pisa a fondo, la característica de velocidad-par motor puede estar representada por la línea de rayas discontinuas indicada como "energía reducida" en la figura 5.
 - 25.

- El impulsor eléctrico 22 regula el voltaje terminal VT alimentado a la bobina del inducido 54 del motor eléctrico 50 según se ha descrito anteriormente y también cambia el voltaje terminal alimentado VT a través del ángulo de fase necesario relativo
- 30.



- a la posición angular del rotor para obtener la característica de par motor-velocidad de energía constante ilustrada en la figura 5. Dicho ángulo de fase necesario se describe mejor en la figura 7a,
5. que ilustra el circuito equivalente simplificado del motor sincrónico 50 en condiciones estables, y en las figuras 7b y 7c que ilustran su diagrama vectorial para el funcionamiento del motor y el generador respectivamente y donde:
10. E_D es el voltaje interno proporcional a la corriente del inducido;
- X_s es la reactancia sincrónica para todas las posiciones del inductor relativas al inducido m.m.f.;
- y
15. R_a es la resistencia efectiva del inducido.
- La corriente del inducido I_a resulta de la diferencia de voltaje vectorial que actúa sobre la impedancia de la máquina y por lo tanto:
20.
$$\dot{I}_a = (\dot{E}_D - \dot{V}_T) / (R_a + jX_s)$$
- y
- $$\dot{E}_D = \dot{V}_T + \dot{I}_a (R_a + jX_s)$$
- la figura 7b ilustra el diagrama vectorial de esta relación para el funcionamiento del motor aproximándose a las condiciones existentes en el impulsor
25. eléctrico 22 a una carga de régimen para una velocidad $F = 1,0$, y la figura 7c ilustra el diagrama vectorial para el funcionamiento del generador aproximándose a las condiciones en el impulsor eléctrico
30. 22 a una velocidad de $F = 1,0$, con la potencia de fre-



nado inferior al régimen de carga. El ángulo de desplazamiento DT es en ángulo de fase entre el voltaje interno E_D y el voltaje terminal VT alimentado a la bobina del estátor 54.

5. El impulsor eléctrico 22 avanza el voltaje terminal VT en fase en el ángulo $(+)$ DT relativo al eje físico del voltaje interno E_D en el rotor con el fin de producir las condiciones para el funcionamiento del motor ilustradas en las figuras 7b, y retarda el voltaje terminal en fase en el ángulo $(-)$ DT relativo al eje físico de E_D con el fin de proporcionar las condiciones para el funcionamiento del generador ilustrado según la figura 7c.

15. En el diagrama de circuito y vector equivalente de la figura 7, el voltaje interno E_D y la reactancia sincrónica efectiva X_s son proporcionales a la frecuencia y se multiplican por F para el funcionamiento a otras frecuencias distintas a la frecuencia básica de $F = 1,0$.

20. La figura 8 ilustra el voltaje terminal VT y ángulo de desplazamiento DT que el impulsor eléctrico 22 aumenta a la bobina del estátor 54 del motor sincrónico 50 al régimen de carga para proporcionar la característica de velocidad-par motor de energía constante deseada en la figura 5 con corriente del inductor constante, corriente del inducido esencialmente constante y factor de energía próximo a la unidad. Se observará que el ángulo de desplazamiento DT es de 0° a $F = 0,0$ y se aproxima a 90° a una frecuencia y velocidad del motor elevadas. La figura 8 ilustra solamente
- 25.
- 30.



dos curvas VT indicadas como "potencia de régimen" y "energía reducida", pero se comprenderá que existe una curva diferente VT par cada posición del pedal 44 y el nivel de salida de energía correspondiente del motor 50.

5.

El impulsor eléctrico 22 comprende un transformador de frecuencias, o cicloconvertidor 58 que suministra con energía de hiperfrecuencia y voltaje constante del generador 30 sobre las barras co-

10.

lectoras 38 y reacciona a las señales de desconexión cíclica de un circuito activador 60 para convertir ésta energía de frecuencia elevada y constante a un voltaje terminal de frecuencia variable menor VT alimentado por los conductores 62 a los devanados

15.

de fase del estator 54X, 54Y y 54Z del motor sincro no 50. El cicloconvertidor 58 se ilustra con detalle en la figura 14 y comprende preferiblemente un grupo positivo de tres tiristores, o rectificadores de silicio controlados asociados con cada uno de

20.

los tres devanados de fase del estator del motor 54X, 54Y y 54Z para llevar corriente positiva de las barras colectoras trifásica 38A, 38B y 38C y un grupo negativo de tres rectificadores de silicio controlados asociados con cada uno de éstos tres devana-

25.

dos de fase de estator del motor para llevar corriente negativa desde las barras colectoras 38A, 38B, y 38C.

30.

El circuito activador 60 deriva señales de desconexión cíclica que activan ciclicamente los rectificadores de silicio controlado en el ciclocon-

379639



vertidor 58 en puntos convenientes en los ciclos de los voltajes de magnitud constante e hiperfrecuencia A,B,C, en las barras colectoras 38A, 38B y 38C para generar los voltajes trifásicos en los conductores L1, L2 y L3 que se alimentan a los devanados de fase del estátor 54X, 54Y y 54Z.

El impulsor eléctrico 22 comprende un inductor rotativo, sumador vectorial, o transformador de coordenadas, denominado "sensor angular" 64 movido por el motor 50 para derivar una señal de control para el cicloconvertidor 58 que es una reproducción en magnitud, frecuencia y fase del voltaje VT (ilustrado en la figura 8) que se alimenta a la bobina del estátor 54 para obtener energía constante en la escala de velocidad. Con el fin de mantener los polos generados en rotor del motor 52 sincronizados con los polos giratorios generador por el devanado del estátor del motor 54, la frecuencia del voltaje terminal VT alimentada al devanado del estator 51 debe estar en todo momento en sincronismo con la velocidad del rotor, y además el voltaje terminal debe estar avanzado en fase en todas las velocidades del motor en el ángulo de desplazamiento DT entre el flujo magnético producido por la corriente del inductor que actúa sola y el flujo magnético correspondiente al voltaje terminal. Además, la magnitud del voltaje terminal VT inducida en el devanado del estator 54 debe controlarse en función a la velocidad del motor en la forma ilustrada en la figura 8.

La variación en magnitud VT en el ángulo de

- 379639



- fase DT del voltaje terminal ilustrado en la figura 8 que se ha de alimentar al devanado del estátor 54 se puede expresar gráficamente por los lugares de una ecuación en la que la velocidad del motor es el parámetro variable y la magnitud VT y ángulo de fase DT son las coordenadas del vector de radio y polar vectorial de la curva formada por los lugares. La figura 21 ilustra dicha curva en líneas de rayas discontinuas indicada como "potencia de régimen" que trata los lugares del voltaje terminal VT y el ángulo de fase DT cuando el motor 50 produce potencia de régimen y también ilustra una curva en líneas sólidas indicada como "energía reducida". La magnitud del voltaje terminal VT que se ha de alimentar al devanado del estátor 54, en función a la velocidad del motor, es el vector de radio de dicha curva, ilustrándose en la figura 21 dos de dichos vectores VT1 y VT2 para la curva de energía reducida. El ángulo de desplazamiento en el que ha de estar avanzado el voltaje terminal en fase con relación a los polos del rotor, en función a la velocidad del motor es el ángulo vectorial de la curva, ilustrándose dos ángulos vectoriales DT1 y DT2 para la curva de energía reducida. Se observará que la magnitud del voltaje terminal VT se mantiene constante desde la velocidad básica de $F=1,0$ al límite inferior de la gama de velocidades (representada por el vector VT1 por un ángulo de fase DT1) con aumento de velocidad del motor, mientras que el ángulo de desplazamiento aumenta de aproximadamente 40° a $F = 1,0$ hasta aproximadamente 90° a una velocidad de $F = 3,5$ a cuya velocidad del voltaje
- 5.
 - 10.
 - 15.
 - 20.
 - 25.
 - 30.



terminal está representado por el vector del radio VT2 y el ángulo de desplazamiento por el ángulo vectorial DT2.

- Una pluralidad de curvas diferentes se puede trazar en la figura 21, todas las cuales tienen la misma configuración y cada una de las cuales representa una posición diferente del pedal de energía 44 y un nivel de salida de energía correspondientemente diferente del motor 50, Cada curva ilustrada en la
- 5.
- 10.
- 15.
- 20.
- 25.
- 30.
- figura 21 puede estar definida también por sus coordenadas rectangulares X e Y que varían en función a la velocidad del motor F, o por las ecuaciones paramétricas de la curva que tienen la velocidad del motor F como parámetro variable. El impulsor eléctrico 22 comprende un control sensor de ángulo 76 que genera un par de señales sinusoidal y cosenosoide V_s y V_c representativas de las coordenadas rectangulares Y y X de la curva de la figura 21 por cada posición del pedal 44, y el tensor angular 64 añade vectorialmente dichas señales y deriva una señal de salida para controlar el cicloconvertidor 58, cuya magnitud y fase concuerdan con las coordenadas polares de vector de radio y ángulo vectorial de dicha curva. Como una curva de la figura 21 es el lugar geométrico de una ecuación que expresa la variación deseada en magnitud VT y el ángulo de fase DT con la velocidad del motor representada en la figura 8, el voltaje terminal VT alimentado por el cicloconvertidor 58 al devanado del estator del motor 54 concuerda con una de las curvas de la figura 8 correspondien-

- 37
379639



te a una posición dada del pedal de energía. Según se explica con detalle más adelante, las señales de salida del sensor angular 64 regulan el circuito activador 60 que deriva las señales de desconexión cíclica para activar los tiristores del cicloconvertidor 58.

El inductor rotativo, sumador vectorial, o sensor angular 64 convierte de hecho las señales V_s y V_c representativas de las coordenadas rectangulares Y y X de la curva de la figura 21 en las coordenadas polares de dicha curva. El sensor angular 64 tiene una bobina secundaria 66 que comprende tres devanados secundarios de fase conectados en estrella 66X, 66Y y 66Z, desplazados 120° (eléctricos) y un par de devanados primarios activadores, denominados devanados sinusoidal 68 y devanado cosenoside 70 desplazados 90° eléctricos uno del otro y acoplados magnéticamente al devanado secundario 66. Los devanados primarios 68 y 70 y los devanados secundarios trifásicos 66X, 66Y y 66Z se arrollan en un estator de sensor angular 72 (veánse las figuras, 2, 3 y 4) montado en la carcasa del motor 50, y el enlace de flujo magnético entre el devanado secundario 66 y los devanados primarios 68 y 70 depende del espacio de aire entre el estator 72 y un rotor ferromagnético 74 conectado al rotor del motor 52. El sensor angular del rotor 74 se contornea para que produzca una variación aproximadamente sinusoidal en el espacio de aire y en el enlace de flujo entre cada devanado secundario de fase 66X, 66Y y 66Z y los devanados primarios 68

379639



y 70 a medida que gira.

- Los devanados primarios sinusoidal y cosenusoide 68 y 70 se excitan por separado con señales de hiperfrecuencia, en fase, sinusoidal y cosenusoide V_s y V_c del control del sensor angular 66 que concuerdan con las coordenadas rectangulares Y y X respectivamente de la curva 21 correspondientes a una posición dada del pedal de energía 44. Si el motor 50 está parado y el control del sensor angular 76 tuviera que activar los devanados sinusoidal y cosenusoide con señales alternas de hiperfrecuencia, en fase de magnitud fija, los devanados sinusoidal y cosenusoide desplazados en 90° 68 y 70 tendrían amperio vueltas constantes e inducirían señales de hiperfrecuencia de magnitud fija en los devanados secundarios trifásicos 66X, 66Y y 66Z. Las permeancias de la línea para el flujo magnético generado por los devanados sinusoidal y cosenusoide 68 y 70 y el nivel de voltaje de las señales de amplitud fija inducido en los devanados secundarios trifásicos está en función a la posición del sensor angular del rotor 74. Cuando gira el motor 50, los voltajes de salida del sensor angular de hiperfrecuencia inducidos en los devanados secundarios 66X, 66Y y 66Z dejan de tener amplitud fija y tienen una modulación sinusoidal a una frecuencia relativamente baja representativa de la velocidad del motor 50. Las envueltas de las tres señales de salida del sensor angular inducidas en los devanados de fase secundarios 66X, 66Y y 66Z, se desplazan 120° eléctricos debido a la situación física de éstos devanados del sensor angular del estator
- 5.
 - 10.
 - 15.
 - 20.
 - 25.
 - 30.

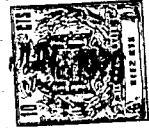
379639



72.

- El término "voltaje de salida" se utiliza en la presente memoria para indicar bien las señales de frecuencia portadora inducidas en los devanados de fase secundario 66X, 66Y y 66Z, sus envueltas de modulación sinusoidal de baja frecuencia, o las señales derivadas de las mismas por desmodulación para eliminar la frecuencia portadora y medias ondas alternas. Las señales de frecuencia portadoras inducidas en los devanados de fase secundarios 66X 66Y y 66Z se indican como VTS y sus envueltas de modulación de baja frecuencia y las señales derivadas de las mismas porque su modulación se indican como VTS. Además, todas éstas tres formas de "voltaje de salida" son directamente proporcionales en magnitud, y su magnitud está representada en las curvas por la designación VTS.
- 5.
- 10.
- 15.

- El control de sensor de ángulo 76 recibe una señal de "energía" de referencia del circuito de protección y regulación 78 (véase la figura 1) que está en función a la posición del pedal 44 y controla independientemente las señales V_s y V_c a los devanados sinusoidal y cosenusoide 68 y 70 del sensor tubular 64, en función a ésta señal de energía controlando por lo tanto los amperios-vueltas de éstos devanados y la magnitud de las señales Vt_s (y sus envueltas de modulación VT_s) inducidas en devanados de fase secundarios 66X, 66Y y 66Z los cuales, después de la desmodulación controlan el cicloconvertidor 58. De éste modo, el control de sensor angu-
- 20.
- 25.
- 30.



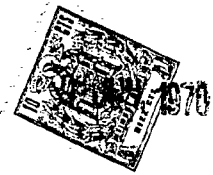
- lar 76 regula de una forma apropiada la magnitud de las señales V_s y V_c a los devanados sinusoidal y cosenusoide 68 y 70 del sensor angular 64 para controlar la magnitud del voltaje terminal VT alimentado al devanado del estátor del motor 54 en función a la posición del pedal. El cambio de posición del pedal 44 hacia variar la magnitud de la señal de energía y por lo tanto cambia la longitud del vector de radio VT en la figura 21.
- 5.
10. El control de sensor angular 76 recibe también una señal de "velocidad" del tacómetro 80 (vease la figura 1) en función a la velocidad del motor 50 y modifica las señales V_s y V_c a los devanados sinusoidal y cosenusoide 68 y 70 en respuesta a la
15. señal de velocidad, de acuerdo con las coordenadas rectangulares Y y X de una curva de la figura 21, de forma que los voltajes de salida del sensor angular VT_s inducidos en los devanados secundarios 66X, 66Y y 66Z varían de una forma lineal (véase las figuras 8 y 11) desde cero a una velocidad de
20. cero hasta un valor total (correspondiente a una posición dada del pedal de energía 44) a una frecuencia básica de $F = 1,0$ permanecen al valor total desde $F = 1,0$ hasta la velocidad máxima del motor
25. de $F = 15,0$. Por encima de la velocidad básica $F = 1,0$ el control del sensor angular 76 varía de una forma desigual la magnitud de las señales V_s y V_c a los devanados sinusoidal y cosenusoide 68 y 70 en direcciones opuestas, en función a la velocidad
30. del motor (vease la figura 11) manteniendo la magni-



- tud del voltaje de salida del sensor angular VT_s constante para una posición dada del pedal de energía, haciendo variar por lo tanto de una forma desigual los amperios-vueltas y la intensidad del flujo magnético que generan éstos devanados 68 y 70 y cambiando la fase de las envueltas de modulación VT_s de los voltajes de salida del sensor angular inducidos en los devanados secundarios 66X, 66Y y 66Z con relación a la posición angular del sensor angular del rotor 64
5. manteniendo al mismo tiempo la magnitud de éstos voltajes constantes, Las señales de salida VT_s del devanado secundario del sensor angular 66 controla el cicloconvertidor 58, y el control de sensor angular 76 regula por lo tanto el ángulo de desplazamiento DT
10. del voltaje VT alimentado al devanado del estator del motor 54 con relación a los polos magnéticos en el rotor del motor 52 en función a la velocidad del motor, manteniendo al mismo tiempo la magnitud del voltaje terminal VT constante para una posición dada del pedal de energía 44, variando independientemente la magnitud de las señales sinusoidal y cosenusoide V_s y V_c a los devanados sinusoidal y cosenusoide 68 y 70, para obtener las características de voltaje terminal contra la velocidad y ángulo de desplazamiento
15. contra velocidad indicadas como VT y DT en la figura 8.
- 20.
- 25.

Los voltajes de salida trifásico de hiperfrecuencia VT_s de los devanados secundarios del sensor angular 66X, 66Y y 66Z se desmodulan en un discriminador 82 para eliminar la señal portadora. El discriminador 82 proporciona voltajes de salida trifásicos

30.



VT_s de frecuencia del motor controlada en magnitud y ángulo de fase con relación al eje de referencia del rotor del motor, v.g. el eje del voltaje del motor interno E_D ilustrado en el diagrama vectorial de la

5. figura 7b.

Los voltajes máximos de las señales de salida de baja frecuencia VT_s del discriminador 82 quedan limitados en un circuito limitador de amplitud 84 que deriva señales de salida rectangulares VT_s' (vease la

10. figura 12) cuando los voltajes de los voltajes del discriminador 82 superan el nivel de limitación de amplitud.

Con el fin de poner en condiciones los voltajes de magnitud constante e hiperfrecuencia del generador

15. A, B y C en las barras colectoras 38A, 38B y 38C para generar las señales de "sincronización" o "secuencia" necesarias para el circuito activador 60, un filtro 86 (vease la figura 1) elimina las depresiones de conmutación y ruido de hiperfrecuencia de los voltajes del

20. generador A, B y C y regula el nivel de voltaje del mismo para derivar voltajes "de referencia" que son reproducciones de las ondas fundamentales de éstos voltajes del generador. El circuito activador 60 combina éstas tres señales de "referencia" de salida trifásicas de hiperfrecuencia del filtro 86 con las señales

25. de control trifásicas de baja frecuencia VT_s' procedentes del circuito limitador de amplitud 84 (que son proporcionales a los voltajes de salida del sensor angular VT_s) para derivar las señales de "frecuencia"

30. A $\pm VT_s$, B $\pm VT_s$ y C $\pm VT_s$ ilustradas en la figura 15e,

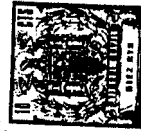


y el circuito de activación 60 comprende detectores de nivel (descritos más adelante) que detectan los puntos de cruzamiento cero de dichas señales de secuencia y genera las señales de desconexión cíclica

5. para los rectificadores controlados del cicloconvertidor 58.
- Según se ha explicado anteriormente, los voltajes terminales VT alimentados al devanado del estator 54 y los ángulos de desplazamiento DT ilustrados en la figura 8 darán por resultado las características de velocidad-par motor deseada en la figura 5 con corriente constante del inductor, corriente esencialmente del inducido, y factor de energía próximo a la unidad. Las caídas de voltaje tienen lugar en el generador 30 debido a la inductancia de conmutación, y una resistencia adicional y caída de voltaje de reactancia tienen lugar en los rectificadores controlado y reactores de toma central del cicloconvertidor 58, y el efecto de dichas caídas de voltaje que producen sobre el voltaje terminal de motor VT y sobre el voltaje de señal de entrada de control al cicloconvertidor 58 es aproximadamente igual al de una resistencia añadida en serie con el motor. El voltaje de salida VT procedente del cicloconvertidor 58 al devanado del estator del motor 54 es proporcional al voltaje de salida del sensor angular y una reproducción del mismo que controla el cicloconvertidor 58 y tendría la respuesta de la magnitud contra la velocidad de la curva VT en la figura 8, y dichas caídas de voltaje y la limitación de los voltajes máximos
- 10.
- 15.
- 20.
- 25.
- 30.



- en el circuito limitador de amplitud 84 no se tuvieron en consideración. Con el fin de compensar dichas caídas de voltaje bajo carga y para limitar también la amplitud de señales VT_s en el circuito limitador de amplitud 84, el control de sensor angular 76 aumenta la magnitud de la señal de salida procedente del sensor angular 64 para una carga de régimen desde una señal que tiene la magnitud de la curva de línea sólida VT a la representada por la curva indicada como VT_s y también varía el ángulo de fase de la señal de salida del sensor angular (que controla el cicloconvertidor 58) de acuerdo con la curva indicada DT_s en la figura 8, en lugar de hacerlo a lo largo de una característica similar en configuración a la curva DT.
5. La posición del pedal de energía 44, pedal de energía 44, pedal del freno 46 y selector de dirección de avance 42 determinan la magnitud de una señal de "energía" de referencia procedente del mando maestro accionado por el conductor 48 que se alimenta al circuito de protección y regulación 78, donde su magnitud se puede modificar por medio de las señales de entrada procedentes de un circuito lógico de relé 88, transformadores de corriente 90 que derivan señales proporcionales a las corrientes en las barras
 10. colectoras de voltaje constante e hiperfrecuencia 38 y otros medios no ilustrados en la figura 1, para compensar la dirección de movimiento del vehículo, conducción o frenado del mismo, compensación de viraje, pérdida de velocidad o sobrevelocidad del motor
 15. de combustión interna y compensación de sobrecorrien-
 - 20.
 - 25.
 - 30.



- 47 -
379639

- te, según se describirá con detalle más adelante. Una bobina de excitación, o control del devanado inductor 92 regula la excitación de la bobina del inductor 56 del motor 50 en función a la señal de "energía" procedente del circuito de protección y regulación 78. Según se ha descrito anteriormente, el control de sensor angular 76 es sensible a la señal de referencia de "energía" procedente del circuito de protección y regulación 78 y a la señal de "velocidad" procedente del tacómetro 80 y deriva señales alternas en fase V_s y V_c a los devanados primarios sinusoidal y cosenusoide 68 y 70 necesarias para producir el voltaje del motor VT y ángulo de desplazamiento DT indicados en la figura 8 a la carga de régimen en función a la velocidad del motor.
5. La característica de par motor-velocidad de energía constante ilustrada en la figura 5 se obtiene cuando se pisa a fondo el pedal de energía 44 y la potencia máxima del motor disel 20 se envía por igual por medio del motor 50 a las ruedas del vehículo 12, 14 16 y 18. Una
10. característica para una condición inferior a la de velocidad de régimen cuando el pedal 44 se pisa sólo parcialmente, puede estar representada por la curva indicada "energía reducida" en la figura 5. Las condiciones de carga como son las características de superficie y del terreno sobre el que pasan las ruedas del
15. vehículo determinan la velocidad del motor 50 correspondiente a la energía demandada por la posición del pedal de energía 44, modificada por otras corrientes de entrada al circuito de protección y regular 78.
20. Cuando se acciona el pedal de energía 44 a una
- 25.
- 30.



- nueva posición que exija una potencia inferior a la potencia de régimen, cambia la magnitud de la señal de referencia de "energía" procedente del circuito de protección y regulación 78, variando por lo tanto la excitación del devanado del inductor 56, variando también la magnitud de las señales sinusoidal y cosenusoide V_s y V_c y la señal de control de salida de baja frecuencia VT_s procedente del sensor angular 64, cambiando por consiguiente la magnitud del voltaje terminal VT alimentado por el cicloconvertidor 58 al devanado del inducido 54. El impulsor eléctrico 22 mantiene la corriente del devanado del inductor I_f constante correspondiendo a dicha nueva posición del pedal de energía 44 que exige menos de la potencia de régimen y regula las señales sinusoidal y cosenusoide V_s y V_c al devanado sinusoidal y cosenusoide 68 y 70 para proporcionar una magnitud de voltaje terminal VT al devanado del estator 36 que puede estar representada por la curva de rayas discontinuas indicada como "energía reducida" en la figura 8.
- El motor sincrónico 50 se ilustra esquemáticamente en la figura 1 y con detalle en las figuras 2 y 3 y preferiblemente es del tipo inductor. El rotor 52 se acopla a un cubo 94 de la rueda del vehículo 12 a través de un eje 96 y una caja de engranaje 98 que contiene engranaje 100 cuyos engranajes proporcionan la relación de reducción deseada entre el motor 50 y la rueda 12.
- El rotor 52 es sólido, preferiblemente de material ferromagnético, que puede ser de acero y tiene
5. nueva posición que exija una potencia inferior a la potencia de régimen, cambia la magnitud de la señal de referencia de "energía" procedente del circuito de protección y regulación 78, variando por lo tanto la excitación del devanado del inductor 56, variando también la magnitud de las señales sinusoidal y cosenusoide V_s y V_c y la señal de control de salida de baja frecuencia VT_s procedente del sensor angular 64, cambiando por consiguiente la magnitud del voltaje terminal VT alimentado por el cicloconvertidor 58 al devanado del inducido 54. El impulsor eléctrico 22 mantiene la corriente del devanado del inductor I_f constante correspondiendo a dicha nueva posición del pedal de energía 44 que exige menos de la potencia de régimen y regula las señales sinusoidal y cosenusoide V_s y V_c al devanado sinusoidal y cosenusoide 68 y 70 para proporcionar una magnitud de voltaje terminal VT al devanado del estator 36 que puede estar representada por la curva de rayas discontinuas indicada como "energía reducida" en la figura 8.
10. El impulsor eléctrico 22 mantiene la corriente del devanado del inductor I_f constante correspondiendo a dicha nueva posición del pedal de energía 44 que exige menos de la potencia de régimen y regula las señales sinusoidal y cosenusoide V_s y V_c al devanado sinusoidal y cosenusoide 68 y 70 para proporcionar una magnitud de voltaje terminal VT al devanado del estator 36 que puede estar representada por la curva de rayas discontinuas indicada como "energía reducida" en la figura 8.
15. El impulsor eléctrico 22 mantiene la corriente del devanado del inductor I_f constante correspondiendo a dicha nueva posición del pedal de energía 44 que exige menos de la potencia de régimen y regula las señales sinusoidal y cosenusoide V_s y V_c al devanado sinusoidal y cosenusoide 68 y 70 para proporcionar una magnitud de voltaje terminal VT al devanado del estator 36 que puede estar representada por la curva de rayas discontinuas indicada como "energía reducida" en la figura 8.
20. El impulsor eléctrico 22 mantiene la corriente del devanado del inductor I_f constante correspondiendo a dicha nueva posición del pedal de energía 44 que exige menos de la potencia de régimen y regula las señales sinusoidal y cosenusoide V_s y V_c al devanado sinusoidal y cosenusoide 68 y 70 para proporcionar una magnitud de voltaje terminal VT al devanado del estator 36 que puede estar representada por la curva de rayas discontinuas indicada como "energía reducida" en la figura 8.
25. El impulsor eléctrico 22 mantiene la corriente del devanado del inductor I_f constante correspondiendo a dicha nueva posición del pedal de energía 44 que exige menos de la potencia de régimen y regula las señales sinusoidal y cosenusoide V_s y V_c al devanado sinusoidal y cosenusoide 68 y 70 para proporcionar una magnitud de voltaje terminal VT al devanado del estator 36 que puede estar representada por la curva de rayas discontinuas indicada como "energía reducida" en la figura 8.
30. El impulsor eléctrico 22 mantiene la corriente del devanado del inductor I_f constante correspondiendo a dicha nueva posición del pedal de energía 44 que exige menos de la potencia de régimen y regula las señales sinusoidal y cosenusoide V_s y V_c al devanado sinusoidal y cosenusoide 68 y 70 para proporcionar una magnitud de voltaje terminal VT al devanado del estator 36 que puede estar representada por la curva de rayas discontinuas indicada como "energía reducida" en la figura 8.

- 47 379639



- partes cordales circunferencialmente separadas 102 en ambos extremos. Las partes circunferenciales 104 entre las partes planas 102 tiene los espacios de aire menores con el estator del motor y forman polos salientes del rotor cuando se activa la bobina del inductor 56. El motor 50 se ilustra y describe como un motor de seis polos, y las partes polares salientes 104a en un extremo del rotor 52 se desplazan circunferencialmente 60° de las partes polares salientes 104b en su otro extremo.
- 5.
- 10.

- Se puede habilitar una pluralidad de ranuras circunferenciales separadas axialmente 106 en las partes polares salientes 104 para reducir las pérdidas de corriente errática a altas velocidades y reducir al mínimo la generación de calor. Las superficies de las partes polares 104 del rotor pueden recibir un baño de silicio para aumentar la resistividad y reducir al mínimo de éste modo la corriente errática.
- 15.

- El motor 50 tiene una carcasa hueca formada por un yugo anular 108 cerrado por sus extremos abiertos por medio de terminales 110 y 112, y el rotor 52 se sostiene para girar dentro de la caja del motor por medio de cojinetes 114 situados en los terminales 110 y 112. Unas bobinas de desimanciación 116 sostenidas en los terminales 110 y 112 rodeando a los cojinetes 114, generan campos magnéticos que oponen a los campos magnéticos del devanado del estator 54 y devanado del inductor 56 para proteger los cojinetes 114 contra el sobrecalentamiento producido por corrientes erráticas. El motor del estator 118 se sitúa en la perife-
- 20.
- 25.
- 30.



- ria interior del yugo 108 y se compone de dos grupos axialmente separados 120 y 122 de laminaciones estáticas, cada una de las cuales tiene preferiblemente treinta y seis dientes extendiéndose radialmente hacia el interior que forman las ranuras de devanado para la bobina del estator 54. Un grupo de laminación 120 se sitúa opuesto en sentido radial a los polos del rotor 104a, mientras que el otro grupo de laminación 122 se sitúa opuesto a los polos del rotor 104b en el extremo opuesto del rotor 52. Las ranuras de devanado formadas por los dientes radiales en ambos grupos de laminaciones 120 y 122 están alineadas axialmente, y un devanado estático trifásico de seis polos 54 de configuración normal en forma de diamante se sitúa en las ranuras de devanado de ambos grupos de laminaciones estáticas 120 y 122 con los lados de la bobina extendiéndose a través de las ranuras alineadas de ambos grupos de laminaciones y las espiras extremas de la bobina situadas en los extremos del estator 118.
5. La bobina excitadora o inductor 56 se enrolla circunferencialmente y se sitúa en el espacio axial comprendido entre los dos grupos de laminaciones estáticas 120 y 122 y opuesta a la parte circular central 124 del rotor 52. Las laminaciones estáticas 120 y 122 y bobinas del inducido 54 y bobina excitadora 56 se pueden encapsular como un conjunto unitario en una resina termoendurecible apropiada para proporcionar resistencia mecánica y protección contra el medio ambiente.
10. La bobina excitadora 56 se activa por medio
- 15.
- 20.
- 25.
- 30.



- 49 - 379639

- del impulsor eléctrico 22 con corriente continua y genera un campo de flujo magnético toroidal que tiene una línea de flujo magnético ilustrada en la figura 2 por la serie de flechas, pudiéndose observar
5. que el flujo fluye a través del yugo 108 paralelo al eje, radialmente hacia el interior a través de las laminaciones estáticas 120 y el espacio de aire del motor a las partes polares 104a en un extremo del rotor 52, axialmente a través del rotor 52, radialmente hacia afuera de las partes polares 104b en el otro extremo del rotor 52 y a través del espacio de aire radialmente a través de las laminaciones estáticas 122 volviendo al yugo 108. Adoptando la forma clásica de que el flujo magnético penetra en el polo sur de un
10. cuerpo magnético y sale por el polo norte, se observará que la activación de la bobina excitadora 56 hace de las partes salientes 104a los polos magnéticos sur y hace las partes salientes 104b los polos magnéticos norte.
15. El devanado estático 54 se activa con corriente alterna trifásica por medio del cicloconvertidor 58 y genera un campo magnético giratorio, y el rotor 52 gira en sincronismo con el campo magnético giratorio por medio del par motor resultante de la interacción
20. entre los polos magnéticos creados en el rotor 52 por la bobina excitadora 56 y el campo magnético giratorio.
25. El inductor rotativo trifásico, sumador vectorial, o sensor angular 64 se describe en la solicitud pendiente de Patente 379638 titulada "inductor rotativo"
- 30.

379639

- 50 -



- que tiene el mismo asignatorio que el presente invento, y que se cita como referencia para obtener detalles de construcción. En el sensor angular 64 suma de una forma vectorial dos señales en fase V_s y V_c representativas de las coordenadas rectangulares Y y X de una curva de la figura 21 y genera una señal de salida de una frecuencia que, después de la modulación, está en función a la velocidad del motor 50 y cuya magnitud y ángulo de fase son las coordenadas polares de dicha curva.
5. La modalidad preferente del sensor angular 64 ilustrados en las figuras 1-4 y 9, comprende un estátor 72 montado en el extremo de la carcasa del motor y comprende una pluralidad de laminaciones anulares de acero al silicio 128 cada una de las cuales tiene treinta y seis dientes 130 que se extienden hacia el interior radialmente. Una bobina primaria 132 (vease la figura 4) y por lo menos una bobina secundaria 134 rodean a cada diente 130 y se enlazan inductivamente por medio del diente ferromagnético, y la permeancia de la línea para el flujo magnético en cada diente y por lo tanto el enlace de flujo entre la bobina primaria 132 y la bobina secundaria 134 que rodea al diente, varia a medida que el rotor ferromagnético del sensor angular 74 que tiene tres lóbulos circunferencialmente separados 136 gira dentro del estator 72 por medio del motor 50.
10. El rotor del sensor angular 74 se puede fabricar en un paquete de laminaciones de acero al silicio y se dota de partes extendidas radialmente hacia el interior o depresiones entre los lóbulos 136 de forma que tenga espacios de reluctancia magnética variable, v.g.
- 15.
- 20.
- 25.
- 30.

379639

- 51 -



- espacio de separación de aire desde los dientes 1-36, por ejemplo, el espacio de separación de aire menor es a partir de los dientes 4, 16 y 28 en la posición del rotor ilustrada en la figura 9. Los flujos magnéticos inducidos en los dientes 1-36 por las bobinas primarias 134 fluyen en líneas de flujo a través de los dientes y a través del espacio de aire penetrando en el rotor 74 y volviendo a través del estator 72. Las permeancias de las líneas de los flujos magnéticos generados por las bobinas primarias 132 en los dientes 1-36, y por lo tanto los niveles de voltaje de las señales inducidas en las bobinas secundarias 134 están en función a la posición del rotor 74. El rotor 74 se contornea preferiblemente de forma que las permeancias de las líneas de flujo magnético a través de los dientes 1-36 y a través de los espacios de aire en el rotor 74, varíen sinusoidalmente, haciendo variar de este modo sinusoidalmente el enlace de flujo entre las dos bobinas 132 y 134 enlazadas inductivamente por cada diente 130 a medida que gira el rotor 74. La modulación de flujo sinusoidal producida por el rotor 74 se realiza a la frecuencia de rotación del rotor 52 del motor 50 y se superpone sobre un promedio de flujo o flujo "básico", v.g., el flujo básico cuando se resta del flujo total da por resultado el flujo sinusoidal puro. Dicha variación sinusoidal de las permeancias de las líneas de flujo magnético sobre un flujo básico asegura que la corriente a través de cada devanado primario 68 y 70 sea constante si el voltaje activador V_s y V_c es constante y asegura además que la suma de los flujos magnéticos en los dientes "positivos" y "negativos" sea cero en todas las posiciones del rotor 74. El
- 5.
 - 10.
 - 15.
 - 20.
 - 25.
 - 30.



- enlace de flujo magnético entre las bobinas primarias y secundarias 132 y 134 en cada diente 130 tiene un valor máximo cuando un lóbulo 136 en el rotor 74 se opone a un diente 130 (y el espacio de aire entre el rotor 74 y el diente 130 tiene por lo tanto un valor mínimo) y es de un valor mínimo cuando una depresión entre los lóbulos 136 se opone a un diente 130 (y el espacio de aire entre el rotor 74 y el diente 130 tiene un valor máximo).
5. Los diez y ocho dientes de número impar 1, 3, 5, 7, 9 etc. se pueden asociar con el devanado primario cosenusoide 70 y se denominan dientes cosenusoide, y los diez y ocho dientes de número par 2, 4, 6, 8, 10, etc. se pueden asociar con del devanado sinusoidal primario 68 y se denominan dientes sinusoidales. El motor sincro-
10. no 50 tiene preferiblemente 6 polos, y como el rotor del sensor angular 74 se acopla directamente al rotor 52 del motor 50, el sensor angular 64 tiene preferiblemente tres pares de polos. Se puede considerar que los dientes 1-12 constituyen un par de polos, los dientes 13-24 constituyen un segundo par de polos, y los dientes 25-36 constituyen un tercer par de polos.
15. El devanado primario cosenusoide 70 puede comprender las bobinas primarias conectadas en serie 132 arrolladas en direcciones opuestas sobre dientes sucesivos de número impar por ejemplo 1, 3, 5, 7, 9, etc. comen-
20. zando en el diente 1, de forma que los flujos magnéticos se generen en direcciones opuestas en dientes cosenusoides sucesivos, y por comodidad de descripción los dientes 1,5, 9, 13, 17 etc. se denominan arbitrariamente dientes cosenusoides "positivos" y la dirección del flujo magnéti
25. 30.

379639-53 -



- co generada en los mismos se indica mediante flecha salientes en sentido radial en la figura 9, y los dientes 3, 7, 11, 15 se denominan dientes cosenosoides "negativos" y la dirección del flujo magnético que fluye en los mismos se indica por medio de flechas dirigidas hacia el interior en sentido radial. El devanado sinusoidal 68 (que se desplaza medio paso polar o 90° eléctricos, v.g., 30° mecánicos a partir del devanado consenusoide 70) puede comprender las bobinas primarias conectadas en serie 132 arrolladas sobre dientes sucesivos de número par tales como 4, 6, 8, 10, 12, 14, etc. comenzando en el diente 4, de forma que los flujos magnético se generen en direcciones opuestas en dientes sinusoidales sucesivos y los dientes 4, 8, 12, 16, etc. se denominan arbitrariamente dientes sinusoidales positivos y la dirección de flujo magnético generada en los mismos se indica por medio de flechas salientes en sentido radial y los dientes 6, 10, 14, 18, etc. se denominan dientes sinusoidales negativos y la dirección del flujo magnético que fluye en los mismos se ilustra por medio de flechas entrantes en sentido radial. Considerando dichas direcciones positiva y negativa del flujo magnético, la suma de los flujos (aunque varía en cada diente) debe ser de cero en total, o dicho de otro modo, la suma de los flujos positivos debe ser igual a la suma de los flujos negativos.

La figura 9 es un desarrollo esquemático del estátor del sensor angular 72 y rotor 74 e ilustra lóbulos 136 opuestos a los dientes 4, 16 y 28 y solamente ilustra las bobinas 134 para un devanado secundario de fase 66Y de fase Y. El devanado secundario 66Y para la fase Y pue-



- de comenzar con una bobina 134 en el diente cosenosoide positivo 1; el devanado secundario 66Z (no ilustrado en la figura 9) para fase Z puede comenzar con una bobina 134 en el diente cosenosoide positivo 5 desplazado 120° eléctricos (40° mecánicos) del diente 1; y el devanado secundario 66X para la fase X (no ilustrado en la figura 9) puede comenzar con una bobina 134 en el diente cosenosoide positivo 134 desplazado 120° eléctricos del diente 5.
10. En cada par de polos, un par de dientes cosenosoide positivo y negativo desplazados 180° y un par de dientes positivo y negativo desplazado 180° se asocian con cada fase. Por ejemplo, los dientes cosenosoide positivo y negativo desplazado 180° 1 y 7 y los dientes sinusoidales positivo y negativo desplazado 180° 4 y 10 se asocian con la fase Y del primer par de polos que comprenden los dientes 1-12. En cada par de polos, cada devanado secundario, por ejemplo 66Y, tiene un par de bobinas secundarias 134 en dientes cosenosoide positivo y negativo tales como 1 y 7 conectadas en serie con un par de bobinas secundarias 134 en dientes sinusoidales positivo y negativo como 4 y 10. El devanado secundario 66Y tiene una bobina 134 arrollada para rodear el diente cosenosoide positivo 1 en la misma dirección que la bobina cosenosoide 132 sobre el mismo conectada en serie con una bobina 134 arrollada para rodear el diente cosenosoide negativo 7 en la dirección opuesta a la bobina cosenosoide 132 sobre el mismo, de forma que los voltajes inducidos en estas bobinas 134 se resten con relación a las direcciones instantáneas de flujo, anulando de este modo el efecto de flujo
- 15.
- 20.
- 25.
- 30.



- básico, y estas bobinas 134 en los dientes cosenusoide 1 y 7 se conecta en serie con una bobina 134 arrollada para rodear el diente sinusoidal positivo 4 en la misma dirección que la bobina sinusoidal primaria 132 sobre el mismo, conectada también en serie con una bobina 134 arrollada para rodear el diente sinusoidal negativo 10 en la dirección opuesta a la bobina sinusoidal 132 sobre el mismo, de forma que las bobinas 134 en dientes sinusoidales positivos y negativos 4 y 10 esten opuestas en serie para anular el efecto del flujo básico.
- Las bobinas secundarias 134 de los tres pares polares citados del devanado secundario de fase 66Y se conectan en serie según se ilustra en la figura 9, v.g., las bobinas 134 sobre los dientes 1, 4, 7 y 10 (que se denominó arbitrariamente un par de polos) se conectan en serie con las bobinas 134 en dientes cosenuscide positivo y negativo 13 y 19 en los dientes sinusoidales positivo y negativo 16 y 22 del segundo par de polo, y también en serie con las bobinas 134 en los dientes positivo y negativo cosenusoide 25 y 31 y en los dientes sinusoidales positivo y negativo 28 y 34 del tercer par de polos.
- Cuando el motor 50 se encuentra parado y se activan los devanados sinusoidal y cosenusoide 68 y 70 con señales alternas en fase de magnitud fija V_s y V_c , los devanados senusoidal y cosenusoide desplazado 90° 68 y 70 generan flujos magnéticos de magnitud fija que enlazan las bobinas secundarias 134 que forman los devanados secundarios trifásicos respectivos 66X, 66Y y 66Z e inducen señales de magnitud fija en los mismos. Las permeancias de las líneas para los flujos magnéticos generados en los dientes

379639



- 1-36 por las bobinas primarias 132 que forman los devanados sinusoidales y cosenosoides 68 y 70 (y el nivel de voltaje de las señales de magnitud fija inducidas en los devanados secundarios trifásicos 66X, 66Y y 66Z) están en función a la posición del rotor del sensor angular 74 que se acopla directamente al motor sincrónico 50. Cuando gira el motor 50, los voltajes de frecuencia portadora V_T inducidos en las bobinas 134 que definen los devanados secundarios 66X, 66Y y 66Z dejan de tener amplitud fija y tienen una modulación sinusoidal a una frecuencia que está en función a la velocidad del motor 50. El rotor 74 se contornea preferiblemente de forma que las permeancias de las líneas de flujo magnético a través de los dientes 1-36 y a través del espacio de aire en el rotor 74 varíen sinusoidalmente sobre un flujo básico constante para proporcionar de este modo variación sinusoidal en el acoplamiento mutuo entre la bobina primaria 132 y la bobina secundaria en cada diente a medida que gira el rotor 74.
5. 20. Suponiendo que se alimente una señal alterna V_s al devanado primario 68 y que se alimente una señal cero al devanado cosenosoide 70, la figura 9 ilustra esquemáticamente con línea continua la envuelta de modulación sinusoidal V_p de los voltajes de frecuencia portadora instantáneo V_p inducidos en cada una de las bobinas 134 en los dientes sinusoidales positivos 4, 16 y 28 a medida que gira el rotor 74 y mueve por lo tanto los módulos 136 y las depresiones alternativamente por estos dientes. Varios ciclos de la señal de frecuencia portadora v_p inducida en la bobina 134 en el diente sinusoidal positivo 4
10. 25. 30.

379639



- se indican opuestas a este diente. Según se ilustra en la figura 9, los lóbulos 136 del rotor 74 son dientes sinusoidales positivos opuesto 4, 16 y 28, y por consiguiente las permeancias de las líneas de flujo a través de estos dientes en la posición del rotor ilustrada,
5. tiene un valor máximo y también la amplitud de la envuelta de modulación V_p de los voltajes de frecuencia portadora v_p inducidos en las bobinas 134 en estos dientes 4, 16 y 28 tienen un valor máximo. La figura 9 ilustra también con rayas discontinuas la envuelta de modulación
10. sinusoidal V_n de los voltajes de frecuencia portadora instantaneo v_n inducidos en cada una de las bobinas 134 en los dientes sinusoidales negativos 10, 22 y 34 a medida que los lóbulos 136 y las depresiones en el rotor giratorio 74 pasan por estos dientes. Respecto a la posición del rotor ilustrada en esta figura, las depresiones en el rotor 74 entre lóbulos 136 están opuestas a los
15. dientes sinusoidales negativos 10, 22 y 34, y por consiguientes las permeancias de las líneas de flujo a través de estos dientes en la posición ilustrada del rotor tienen un valor mínimo y también la amplitud de la envuelta de modulación V_n de los voltajes de frecuencia portadora
20. v_n inducidos en las bobinas 134 en los dientes 10, 22 y 34 tienen un valor mínimo. Varios ciclos de las señales de frecuencia portadora v_n inducidas en las bobinas 134 en los dientes sinusoidales negativos 10, 22 y 34 en la
25. posición del rotor ilustrada se indican en la figura 9 y se observará que se encuentran 180° desfasadas y restadas de los voltajes v_p inducidos en las bobinas secundarias 134 en dientes sinusoidales positivos 4, 16 y 22,
- 30.

379639



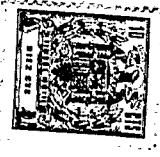
- porque estas bobinas se encuentran conectadas opuestamente en serie. Se observará que la magnitud del voltaje ilustrado por la envuelta V_n directamente opuesto a cada diente sinusoidal negativo 10, 22 y 34, representa solamente la magnitud del voltaje instantáneo v_n inducido en el mismo después de 180° eléctricos adicionales de rotación del rotor 74 a partir de la posición ilustrada hasta la posición en las que los lóbulos 136 se encontrarían opuestos a estos dientes.
- 5.
10. La figura 9 ilustra también esquemáticamente en rayado la mitad de ciclo del voltaje instantáneo v_{ni} inducido en la bobina 134 en el diente sinusoidal negativo 10 (en la posición ilustrada del rotor) que se opone y se resta del medio ciclo del voltaje de frecuencia portadora v_{pi} (ilustrado en el rayado opuesto) inducido en la bobina 134 en el diente sinusoidal positivo 134 en esta posición del rotor, para producir el medio ciclo resultante v_{ts} de voltaje de frecuencia portadora indicado en rayado cruzado. La envuelta de modulación V_{ts} del voltaje de frecuencia portadora resultante v_{ts} inducido en el devanado secundario de fase 66Y (en el supuesto de que una señal alterna V_s se alimente al devanado sinusoidal 68 y que V_c sea igual a cero) se ilustra con rayas discontinuas en la figura 9.
- 15.
- 20.
25. Como cada par de polos del devanado de fase secundario 66Y tiene bobinas conectadas en serie 134 enlazando ambos dientes sinusoidal y cosenusoide desplazados 90° , v.g., enlazando los dientes sinusoidales 4 y 10 desplazados 90° de los dientes cosenusoide 1 y 7 del primer par de polos, la señal de salida generada por el devanado
- 30.

379639



- secundario de fase 66Y, cuando ambos devanados activadores sinusoidal y cosenusoide 68 y 70 se excitan con señales V_s y V_c , es la suma vectorial de dichas señales. Las señales V_s y V_c que excitan los devanados sinusoidal y cosenusoide 68 y 70 pueden estar representadas esquemáticamente por los vectores perpendiculares V_s y V_c ilustrados en la figura 10. El cambio en la velocidad del motor 50 (que varia la corriente de salida del tacómetro 80) altera los amperios-vuelta de los devanados sinusoidal y cosenusoide activadores 68 y 70 y, por lo tanto, se puede considerar que cambia la longitud de los vectores V_s y V_c . La magnitud de V_s y V_c puede estar influenciada también por el pedal de energía 44. La señal de salida inducida en el devanado de fase secundario 66Y por señales de igual magnitud $V_s = 1,0$ y $V_c = 1,0$, puede estar representada por el vector resultante VT_s (que es proporcional a la señal de hiperfrecuencia vt_s) con una magnitud igual a $\sqrt{2}$ veces V_c o V_s y desplazada a través del ángulo DT_s es igual a 45° a partir de ambos según se ilustra con línea continua en la figura 10a.
- El voltaje de salida del sensor angular VT_s está en fase y es proporcional en magnitud al voltaje de salida deseado VT procedente del cicloconvertidor alimentado al devanado estático 54 del motor 50. La figura 10a puede por lo tanto representar la condición ilustrada a una velocidad de $F = 1,1$ en la figura 11 donde, con el pedal pisado a fondo, V_c y V_s son iguales y tiene una magnitud de aproximadamente 1,35 voltios (relativos); el voltaje de salida del sensor angular VT_s tiene una magnitud de $\sqrt{2}$ veces 1,35 igual 1,9 voltios (relativos) y se

379639



5. desplaza en un ángulo DT_s igual a 45 grados a partir del voltaje interno E_D (vease la figura 7b) producido por el devanado del inductor 56; y el voltaje terminal del motor VT es proporcional en magnitud a la señal de salida del sensor angular VT_s y se desfase en un ángulo DT (cuya relación con DT_s se ilustra en la figura 8).

10. Los vectores de líneas de puntos en la figura 10a representa la condición en que las señales V_s y V_c a los devanados primarios sinusoidal y cosenusoide 68 y 70 se duplican en comparación con los ilustrados por los vectores de líneas sólidas $V_s = 1,0$ y $V_c = 1,0$ e ilustran que la señal resultante VT_s inducida en el devanado secundario de fase 66Y puede aumentar, manteniendo al mismo ángulo de desplazamiento DT_s , variando por igual las señales V_s y V_c .

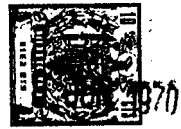
15. Si solamente se explica el devanado activador cosenusoide 70 y se alimenta una señal cero al devanado sinusoidal 68, el voltaje resultante VT_s inducido en el devanado de fase secundario 66Y es proporcional y estará en fase con la señal V_c que excita al devanado cosenusoide 70. Si se alimenta una señal cero al devanado cosenusoide 70 y el devanado activador sinusoidal se excita con una señal V_s , el voltaje resultante VT_s inducido en el devanado secundario de fase 130Y es proporcional y en fase con la señal sinusoidal V_s y esto representa una condición por encima de la velocidad $F = 3,5$ en la figura 11, donde el ángulo de desplazamiento DT_s del voltaje de salida del sensor angular VT_s (y el ángulo de desplazamiento correspondiente desde entre el voltaje terminal VT alimentado al devanado estatórico 54 y el voltaje in-

20.

25.

30.

379639

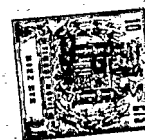


terno E_D producido por el devanado excitador 56) es de aproximadamente 90 grados.

5. La figura 10b ilustra que la envuelta de modulación VT_s del voltaje vt_s inducido en la bobina secundaria de fase del sensor angular 66Y se puede desplazar en un ángulo de 60 grados activando el devanado sinusoidal 68 a una magnitud relativa de 0,866 y el devanado cosenusoide a una magnitud relativa de 0,5. La envuelta de modulación VT_s de la señal resultante inducida en el devanado secundario de fase 66Y tiene una magnitud de
10. $\sqrt{(0,5)^2 + (0,866)^2} = 1,0$ y se desplaza 60 grados de la señal cosenusoide V_c .

15. La magnitud y ángulo de fase de los voltajes VT_s inducidos en los devanados secundarios de fase del sensor angular 66X, 66Y y 66Z puede cambiar en magnitud y también se puede defasar en 90 grados o en un ángulo mayor alterando la magnitud relativa de las señales V_s y V_c a los devanados primarios sinusoidal y cosenusoide 68 y 70 del sumador vectorial del inductor rotativo 64.
20. Como la señal de entrada al ciclo-convertidor 58 y el voltaje de salida VT del mismo alimentado al devanado estático del motor 54 se controla por medio de las envueltas de modulación VT_s y las señales de salida de los devanados secundarios de fase 66X, 66Y y 66Z, se puede
25. controlar la magnitud VT y el ángulo de fase DT del voltaje alimentado al devanado estático 54 del motor 50 de acuerdo con las curvas de las figura 8 y 21 programando apropiadamente las señales V_s y V_c a los devanados sinusoidal y cosenusoide 68 y 70 en función a la posición
30. del pedal de energía 44 y de la salida del tacómetro 80

379639

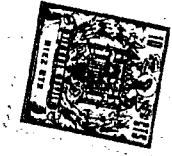


que mide la velocidad del motor.

- 5. Se observará que con un motor de seis polos 50, el sensor angular 64 puede comprender un solo par de polos de doce dientes extendiéndose en 360 grados mecánicos asociados con un rotor que tengan un solo lóbulos y se mueva al triple de la velocidad de la modalidad preferida del sensor angular.

- 10. Los voltajes de excitación V_s y V_c a los devanados activadores sinusoidal y cosenusoide 68 y 70 son señales de frecuencia portadoras selectivamente variables de magnitud para permitir el control de la velocidad del motor hasta descender a cero rpm. En los sistemas de control motórico de velocidad ajustable alternativo en los que el límite inferior de la escala de velocidades se encuentra considerablemente por encima de cero, la frecuencia portadora se puede eliminar y las señales de corriente continua V_s y V_c de magnitud selectivamente variable pueden excitar los devanados activadores 68 y 70. El sumador vectorial del inductor rotativo trifásico para dicho sistema de control motórico que emplea señales excitadoras de corriente continua V_s y V_c es más simple que la modalidad descrita que utiliza señales excitadoras alternas.

- 25. El control del sensor angular 76 proporciona las señales V_s y V_c a los devanados sinusoidal y cosenusoide 68 y 70 de acuerdo con las coordenadas rectangular y y x de una curva de la figura 21, cuyo sensor angular 64 suma vectorialmente y deriva una señal de salida V_{T_s} (que es la envuelta de modulación de los voltajes instantaneo vt_s) desplazada a través de un ángulo de θ_a
- 30.



- se DT_s de acuerdo con las coordenadas polares de dicha curva y que es una reproducción del voltaje deseado en los terminales del devanado estatórico del motor 54, v.g. que darán por resultado el voltaje de salida deseado VT_s del ciclo convertidor 58 alimentado al devanado estatórico del motor 54 que tiene el ángulo de desplazamiento DT ilustrado en la figura 8 para cada velocidad del motor. Las características indicadas como " VT_s para una energía del 100%" y " VT_s para una energía del 50%" en la figura 11 son ampliaciones de la curva indicada VT_s en la figura 8 e ilustran cómo el voltaje de salida VT_s una vez desmodulada en el discriminador 82 y antes de quedar limitado en el circuito limitador de amplitud 84 del sensor angular 64 (que controla las señales activadoras al cicloconvertidor 58) debe variar con la velocidad para proporcionar energía constante en la escala de velocidades. La figura 11 ilustra también como las señales sinusoidal y cosenusoide V_s y V_c a los devanados sinusoidal y cosenusoide 68 y 70 del sensor angular 64 varían con la velocidad del motor para producir la señal de salida del sensor angular VT_s para una energía del 100%.
5. se DT_s de acuerdo con las coordenadas polares de dicha curva y que es una reproducción del voltaje deseado en los terminales del devanado estatórico del motor 54, v.g. que darán por resultado el voltaje de salida deseado VT_s del ciclo convertidor 58 alimentado al devanado estatórico del motor 54 que tiene el ángulo de desplazamiento DT ilustrado en la figura 8 para cada velocidad del motor. Las características indicadas como " VT_s para una energía del 100%" y " VT_s para una energía del 50%" en la figura 11 son ampliaciones de la curva indicada VT_s en la figura 8 e ilustran cómo el voltaje de salida VT_s una vez desmodulada en el discriminador 82 y antes de quedar limitado en el circuito limitador de amplitud 84 del sensor angular 64 (que controla las señales activadoras al cicloconvertidor 58) debe variar con la velocidad para proporcionar energía constante en la escala de velocidades. La figura 11 ilustra también como las señales sinusoidal y cosenusoide V_s y V_c a los devanados sinusoidal y cosenusoide 68 y 70 del sensor angular 64 varían con la velocidad del motor para producir la señal de salida del sensor angular VT_s para una energía del 100%.
10. se DT_s de acuerdo con las coordenadas polares de dicha curva y que es una reproducción del voltaje deseado en los terminales del devanado estatórico del motor 54, v.g. que darán por resultado el voltaje de salida deseado VT_s del ciclo convertidor 58 alimentado al devanado estatórico del motor 54 que tiene el ángulo de desplazamiento DT ilustrado en la figura 8 para cada velocidad del motor. Las características indicadas como " VT_s para una energía del 100%" y " VT_s para una energía del 50%" en la figura 11 son ampliaciones de la curva indicada VT_s en la figura 8 e ilustran cómo el voltaje de salida VT_s una vez desmodulada en el discriminador 82 y antes de quedar limitado en el circuito limitador de amplitud 84 del sensor angular 64 (que controla las señales activadoras al cicloconvertidor 58) debe variar con la velocidad para proporcionar energía constante en la escala de velocidades. La figura 11 ilustra también como las señales sinusoidal y cosenusoide V_s y V_c a los devanados sinusoidal y cosenusoide 68 y 70 del sensor angular 64 varían con la velocidad del motor para producir la señal de salida del sensor angular VT_s para una energía del 100%.
15. se DT_s de acuerdo con las coordenadas polares de dicha curva y que es una reproducción del voltaje deseado en los terminales del devanado estatórico del motor 54, v.g. que darán por resultado el voltaje de salida deseado VT_s del ciclo convertidor 58 alimentado al devanado estatórico del motor 54 que tiene el ángulo de desplazamiento DT ilustrado en la figura 8 para cada velocidad del motor. Las características indicadas como " VT_s para una energía del 100%" y " VT_s para una energía del 50%" en la figura 11 son ampliaciones de la curva indicada VT_s en la figura 8 e ilustran cómo el voltaje de salida VT_s una vez desmodulada en el discriminador 82 y antes de quedar limitado en el circuito limitador de amplitud 84 del sensor angular 64 (que controla las señales activadoras al cicloconvertidor 58) debe variar con la velocidad para proporcionar energía constante en la escala de velocidades. La figura 11 ilustra también como las señales sinusoidal y cosenusoide V_s y V_c a los devanados sinusoidal y cosenusoide 68 y 70 del sensor angular 64 varían con la velocidad del motor para producir la señal de salida del sensor angular VT_s para una energía del 100%.
20. se DT_s de acuerdo con las coordenadas polares de dicha curva y que es una reproducción del voltaje deseado en los terminales del devanado estatórico del motor 54, v.g. que darán por resultado el voltaje de salida deseado VT_s del ciclo convertidor 58 alimentado al devanado estatórico del motor 54 que tiene el ángulo de desplazamiento DT ilustrado en la figura 8 para cada velocidad del motor. Las características indicadas como " VT_s para una energía del 100%" y " VT_s para una energía del 50%" en la figura 11 son ampliaciones de la curva indicada VT_s en la figura 8 e ilustran cómo el voltaje de salida VT_s una vez desmodulada en el discriminador 82 y antes de quedar limitado en el circuito limitador de amplitud 84 del sensor angular 64 (que controla las señales activadoras al cicloconvertidor 58) debe variar con la velocidad para proporcionar energía constante en la escala de velocidades. La figura 11 ilustra también como las señales sinusoidal y cosenusoide V_s y V_c a los devanados sinusoidal y cosenusoide 68 y 70 del sensor angular 64 varían con la velocidad del motor para producir la señal de salida del sensor angular VT_s para una energía del 100%.

- El dispositivo incluido en el control del sensor angular 76 para activar el devanado sinusoidal 68 de acuerdo con la coordenada rectangular y de una curva de la figura 21 (y también de acuerdo con una característica de voltaje contra velocidad similar a la indicada como V_s en la figura 11) comprende un generador de función sinusoidal 138 (vease la figura 12) que recibe una señal de "velocidad" por el conductor 139 desde el tacó
25. El dispositivo incluido en el control del sensor angular 76 para activar el devanado sinusoidal 68 de acuerdo con la coordenada rectangular y de una curva de la figura 21 (y también de acuerdo con una característica de voltaje contra velocidad similar a la indicada como V_s en la figura 11) comprende un generador de función sinusoidal 138 (vease la figura 12) que recibe una señal de "velocidad" por el conductor 139 desde el tacó
30. El dispositivo incluido en el control del sensor angular 76 para activar el devanado sinusoidal 68 de acuerdo con la coordenada rectangular y de una curva de la figura 21 (y también de acuerdo con una característica de voltaje contra velocidad similar a la indicada como V_s en la figura 11) comprende un generador de función sinusoidal 138 (vease la figura 12) que recibe una señal de "velocidad" por el conductor 139 desde el tacó



- metro 80, proporcional a la velocidad del motor 50 y también recibe una señal de "energía" por el conductor 142 que esta en función a la posición del pedal de energía 44. El generador de función sinusoidal 138 deriva
5. señales de corriente continua v_g cuya magnitud varía con la velocidad del motor de acuerdo con una familia de característica de voltaje programado contra velocidad ilustrada esquemáticamente en la figura 12, cada una de las cuales se asocia con una posición del pedal de energía 44 y es representativa de la coordenada rectangular
10. y de la curva 21 para la posición del pedal de energía. Se observará que estas curvas V_g aumentan con la velocidad y tienen la misma configuración general que las características de ángulos de desplazamiento contra velocidad indicadas como DT_g en la figura 8 y en la figura
15. 11.

- El generador de función 138 (vease la figura 13) recibe impulsos de hiperamplitud por el conductor 139 desde el tacómetro 80 a una frecuencia proporcional a la velocidad del motor y mediante un flip-flop o báscula 150, regulada por los impulsos y tres transistores 156, 157 y 158 carga un capacitor 160 por medio de los impulsos de salida procedentes del flip-flop o báscula 150 a un voltaje proporcional a la velocidad del motor
20. de acuerdo con una ecuación paramétrica de una curva de la figura 21.
- 25.

- El generador de función 138 comprende un flip-flop o báscula de conexión-reconexión que está montado y un transistor 152 que se conecta para descargar un capacitor 154 en respuesta a cada impulso de hiperamplitud.
- 30.

379639



- Una vez que desaparece el impulso y se desconecta el transistor 152, el capacitor 154 se carga a través de un resistor desde una fuente de voltaje de corriente continua hasta que el voltaje a través del mismo se eleva suficientemente para reponer el flip-flop o báscula 150. Cuando se conecta el flip-flop o báscula 150, los transistores 156, 157 y 158 se conectan y alimentan del impulso de salida del flip-flop o báscula al capacitor 160. Los impulsos de salida procedentes del flip-flop o báscula 150 son de amplitud constante cualquiera que sea la frecuencia de impulsos y son amplificados los transistores 157 y 158 a una magnitud dependiente de la señal de energía en el conductor 142 y cargan el capacitor 160 a un potencial que varia de forma lineal con la frecuencia de impulso de hiperamplitud procedente del tacómetro 80.
- 5.
 - 10.
 - 15.

- La señal de energía de salida por el conductor 142 proporcional a la posición del pedal de energía 44 se bloquea normalmente por medio de un diodo polarizado en inversión 164. Cuando la velocidad del motor y el voltaje a través del capacitor 160 se eleva suficientemente, el diodo 164 se polariza en sentido directo y disminuye el régimen de aumento del voltaje a través del capacitor 160, generando por lo tanto la parte de inclinación interior de la característica v_g entre $F = 1,2$ y $F = 3,3$ (vease la figura 11). Cuando la velocidad del motor es superior a $F = 3,3$, la frecuencia de los impulsos procedente del tacómetro 80 es tan elevada que el flip-flop o báscula 150 no se repone después de cada impulso, el diodo 164 conduce de una forma continua y existe un poten-
- 20.
 - 25.
 - 30.

379639



oial constante a través del capacitor 160 cuya magnitud es proporcional a la posición del pedal 44, generando por lo tanto la parte horizontal de la característica v_s que genera la señal alterna V_s .

5. La señal de salida de corriente continua del generador de función sinusoidal 138 en el conductor 165 fluye sucesivamente a través de una unión de suma 166 (vease la figura 12) y un amplificador operacional 168 a un modulador 170 que también recibe una señal de salida procedente de un oscilador 172 cuya frecuencia puede ser de 10 kilociclos por segundo. El modulador 170 es preferiblemente un transistor de efecto de campo utilizado sin polarizar como un reostato y modula la señal de frecuencia portadora procedente del oscilador 172
10. de acuerdo con la señal de entrada procedente del generador de función 138. La corriente de salida del modulador 170 que alimenta a un amplificador de energía sinusoidal controlado por retroalimentación 174 y a través de los contactos de un relé SIN al devanado sinusoidal
15. 68. Un circuito de retroalimentación se dispone por medio de un rectificador 176 a la unión sumadora 166 que compara la corriente de salida procedente del generador de función sinusoidal 138 con la corriente de salida rectificada procedente del amplificador de energía sinusoidal 174 para asegurar que la corriente de salida del amplificador de energía 174 sea proporcional a la señal de salida v_s procedente del generador de función 138.
- 20.
- 25.

El dispositivo ilustrado con rayas discontinuas en la figura 11 para derivar la señal V_c de acuerdo con la coordenada rectangular X de una curva de la figura 21,

- 30.



- y que activa el devanado cosenusoide 70, no genera V_c directamente en la modalidad de preferencia del invento. En lugar de esto se habilita un generador de función 178, denominado tacómetro de voltaje, que deriva un voltaje de corriente continua vt_s' cuyo voltaje varía con la velocidad de acuerdo con la coordenada polar de el vector del radio de una curva de la figura 21, y por lo tanto de acuerdo con la característica de señal de salida del sensor angular deseada indicada VT_s en la figura 8 y 11. Otro modo de indicar esta función es que el tacómetro de voltaje 178 genera una señal de corriente continua que varía con la velocidad del motor en función a $\sqrt{V_s^2 + V_c^2}$. La señal de salida de corriente continua vt_s' procedente de tacómetro de voltaje 178 es proporcional al voltaje alterno de salida de frecuencia portadora del sensor angular vt_s , pero difiere en magnitud del mismo y su envuelta de modulación VT_s , y los tres están representados por la misma característica en la figura 11. El control del sensor angular 76 resta de una forma vectorial la señal senoide V_s de la señal de salida vt_s' del tacómetro de voltaje 178 (que es proporcional a $\sqrt{V_s^2 + V_c^2}$) para derivar la señal V_c alimentada al devanado cosenusoide 70. El tacómetro de voltaje 178 genera una señal de corriente continua diferente vt_s' por cada posición del pedal, cuya magnitud es proporcional a la coordenada polar del vector del radio VT de una curva de la figura 21 para cada una de dichas posiciones del pedal. De este modo, el tacómetro de voltaje 178 genera una familia de curvas de corriente continua de señal de vt_s' contra velocidad representada esquemáticamente en
- 5.
 - 10.
 - 15.
 - 20.
 - 25.
 - 30.

379639



5. La figura 12, cuya magnitud es proporcional a la corriente de la entrada necesaria VT_s al cicloconvertidor que proporcionará el voltaje terminal deseado del motor VT. Estas características de VT_s contra velocidad para la potencia de régimen y energía del 50% están representadas con líneas continuas y rayas discontinuas respectivamente en la figura 11, y las primeras se representan también en la figura 8.

10. El tacómetro de voltaje 178 ilustrado en las figuras 12 y 13 recibe una señal de "energía" en el conductor 142 que esta en función a la posición del pedal de energía 44 y recibe también una señal de "velocidad" por el conductor 139 que está en función a la velocidad del motor y modifica la señal de energía de forma que la salida de corriente continua vt_s' del tacómetro de voltaje 178 varía de una forma lineal a partir de cero, a una frecuencia de cero, hasta el valor total a la velocidad de $F = 1,0$ y permanece al valor total a partir de $F = 1,0$ hasta la velocidad máxima del motor. Dicho de otro modo, por cada posición del pedal de energía la señal de corriente continua vt_s' varía con la velocidad del motor en función a la magnitud deseada VT del voltaje terminal que se alimenta al devanado estático 54, según se ilustra en las figuras 8 y 21, y todas las curvas vt_s' contra velocidad ilustradas en la figura 12 tienen la misma configuración pero diferentes magnitudes dependientes de la posición del pedal de energía 44.

25. Cada impulso de imperamplitud por el conductor 139 procedente del tacómetro 80 conecta un transistor 180 para descargar un capacitor 182 y monta o conecta también

30.

379639



- un flip-flop o báscula de posición-reposición 184 que proporciona impulsos de salida de amplitud constante cualquiera que sea la frecuencia. Después de desaparecer el impulso de amplitud, el capacitor 182 se carga a través de una resistencia hasta que el voltaje a través del mismo se eleva suficientemente para reponer el flip-flop o báscula 184. Cada impulso de salida del flip-flop o báscula 184 conecta los transistores 186, 187 y 188 para transferir el impulso a un capacitor acumulador 189. La señal de "energía" en el conductor 142 polariza en sentido directo el emisor del transistor 188 y por lo tanto controla la magnitud del voltaje en el capacitor acumulador 189. Cuando los impulsos del tacómetro 80 alcanzan una frecuencia predeterminada correspondiente a una velocidad de $F = 1,0$, el flip-flop o báscula 184 no se repone por la acción de la carga en el capacitor 180 después de que desaparece cada impulso de imperamplitud, y la señal de salida del tacómetro de voltaje 178 en el conductor 190 es el voltaje de magnitud constante en el capacitor 189 que constituye la parte horizontal de la característica de vt_g' contra velocidad y cuya magnitud esta en función a la posición del pedal. Cada una de las características de vt_g' contra velocidad, representados esquemáticamente en la figura 12, se asocia con una posición diferente del pedal 44 y, por lo tanto, representa un nivel de energía diferente del impulsor eléctrico 22.
5. un flip-flop o báscula de posición-reposición 184 que proporciona impulsos de salida de amplitud constante cualquiera que sea la frecuencia. Después de desaparecer el impulso de amplitud, el capacitor 182 se carga a través de una resistencia hasta que el voltaje a través del mismo se eleva suficientemente para reponer el flip-flop o báscula 184. Cada impulso de salida del flip-flop o báscula 184 conecta los transistores 186, 187 y 188 para transferir el impulso a un capacitor acumulador 189. La
 10. señal de "energía" en el conductor 142 polariza en sentido directo el emisor del transistor 188 y por lo tanto controla la magnitud del voltaje en el capacitor acumulador 189. Cuando los impulsos del tacómetro 80 alcanzan una frecuencia predeterminada correspondiente a una velocidad de $F = 1,0$, el flip-flop o báscula 184 no se repone por la acción de la carga en el capacitor 180 después de que desaparece cada impulso de imperamplitud, y la señal de salida del tacómetro de voltaje 178 en el conductor 190 es el voltaje de magnitud constante en el capacitor
 15. 189 que constituye la parte horizontal de la característica de vt_g' contra velocidad y cuya magnitud esta en función a la posición del pedal. Cada una de las características de vt_g' contra velocidad, representados esquemáticamente en la figura 12, se asocia con una posición diferente del pedal 44 y, por lo tanto, representa un nivel de
 20. energía diferente del impulsor eléctrico 22.
 - 25.

La señal de salida vt_g' procedente del generador de función 178 se suministra por el conductor 190 (vease la figura 12) a una unión sumadora 192 donde se compara con un voltaje de corriente continua rectificada V_c co-

- 30.

379639



1970

- respondiente a la suma vectorial de los voltajes alternos V_s y V_c en los devanados sinusoidal y cosenusoide 68 y 70. La señal diferencial de la unión sumadora 192 es proporcional a la coordenada rectangular x de una curva de la
5. figura 21 y se acopla mediante un amplificador operacional 194 a un modulador 196 que es preferiblemente un transistor de efecto de campo que se utiliza sin polarizar como resistor variable y recibe una señal de frecuencia portadora del oscilador 172 y la modula de acuerdo con la señal
 10. de salida de corriente continua procedente del amplificador operacional 194. La señal alterna procedente del modulador 196 se amplifica en un amplificador de energía cosenusoide 198 y la señal de salida alterna V_c procedente del amplificador 198 se acopla a través de un relé COS
 15. al devanado cosenusoide 70. La señal V_c se retroalimenta también a la unión sumadora 192 a través de un dispositivo de cambio de fase 202 que defasa el voltaje alterno V_c alimentado al devanado cosenusoide 70 en 90 grados para proporcionar la relación vectorial en ángulo recto necesaria entre V_s y V_c . La unión sumadora 204 suma de una forma vectorial la señal de salida V_c procedente del dispositivo de cambio de fase 202 con la señal sinusoidal V_s en el conductor 206 conectado a la salida del amplificador de energía sinusoidal 174. La señal de salida diferencial V_o
 20. de la unión sumadora 204 es proporcional a $\sqrt{V_s^2 + V_c^2}$ y se acopla a través de un amplificador controlado por retroalimentación 208 y un rectificador 210 a la unión sumadora 192 que resta de una forma vectorial la señal rectificada V_o de la señal vt_s' para derivar la señal de corriente con
 25. tinua de acuerdo con la coordenada rectangular x de una
 - 30.

379639



- curva de la figura 21, y por lo tanto genera la señal cosenusoide alterna V_c igual $\sqrt{vt_s^2 - v_s^2}$, que se suministra al devanado cosenusoide 70. Se observará que el circuito descrito proporciona un circuito cerrado en el que la señal de corriente continua vt_s' procedente del tacómetro del voltaje 178 es directamente proporcional a la suma vectorial de las señales alternas V_s y V_c alimentadas a los devanados sinusoidal y cosenusoide. De este modo, para una corriente de entrada programada al tacómetro de voltaje 178, la excitación del devanado cosenusoide 70 se obliga a adoptar un valor V_c de forma que, cuando se suma vectorialmente a la excitación del devanado sinusoidal 68, se derivará una señal de salida VT_s (ilustrada en las figuras 8 y 11) desde el devanado secundario del sensor angular 66 de acuerdo con la coordenada polar del vector de radio de una curva de la figura 21 y dará por resultado la magnitud VT y fase DT deseadas del voltaje terminal en el devanado estatórico 54 del motor 50 que asegurará el que los polos magnéticos generados en el motor del rotor 52 se sincronicen con los polos del devanado estatórico rotativo en la escala de velocidades.
- 5.
 - 10.
 - 15.
 - 20.

- La figura 11 ilustra las señales V_s y V_c generadas por el control del sensor angular 76 y la señal resultante VT_s procedente del sensor angular 64 en un tercio de la escala de velocidades del motor para una energía del 100%, v.g., para una señal de energía procedente del circuito de protección y regulación 78 correspondiente a la posición del pedal de energía 44 que exige energía máxima. Las señales V_s , V_c y VT_s aparecen en el devanado sinusoidal 68, el devanado cosenusoide 70 y el devanado de
- 25.
 - 30.



5. salida del sensor angular 66, respectivamente, (debiendo se recordar que VT_s es la envuelta de modulación del voltaje que se desmodula en el discriminador 82 y se limita en el circuito limitador de amplitud 84). El ángulo de desplazamiento del voltaje de salida VT_s del sumador vectorial de inductor rotativo en esta escala de velocidades y el voltaje real alimentado por el cicloconvertidor 58 al devanado estático del motor 54 se indican como DT_s y VT respectivamente en la figura 11.

10. En la escala de velocidades a partir de cero hasta una velocidad igual a aproximadamente 1,0, la señal sinusoidal V_s , la señal de salida VT_s procedente del sensor angular 64 que controla el cicloconvertidor 58, y el voltaje terminal del motor VT aumenta de una forma lineal con la velocidad del motor y el voltaje V_c alimentado al devanado cosenusoide debe aumentar también de una forma lineal con la velocidad de forma que el ángulo de desplazamiento DT_s (que es igual a la tangente del ángulo entre V_c y VT_s) representado en la figura 11 permanece constante a aproximadamente 40 grados.

20. Por encima de una velocidad de $F = 1,0$, el control del sensor angular 76 regula el sensor angular 64 para generar una señal de salida de magnitud constante VT_s (que controla el cicloconvertidor 58) según se representa en las figuras 8 y 11, pero variando únicamente las magnitudes de las señales V_c y V_s en direcciones opuestas en función a la velocidad del motor para obtener el ángulo de desplazamiento necesario DT_s . Se observará por la figura 11 que la señal cosenusoide V_c comienza a disminuir a una velocidad de $F = 1,0$, que la señal sinusoidal V_s



- continua aumentando por encima de esta velocidad, que la señal de salida VT_s del sensor angular 64 es constante en magnitud por encima de esta velocidad, y que el ángulo de desplazamiento DT_s continua aumentando a un
5. valor máximo de 90 grados a una velocidad de aproximadamente $F = 3,5$. Por encima de esta velocidad, la magnitud de la señal sinusoidal V_s es constante y la señal cosenoide V_c es de cero. Se recordará que una curva diferente de la configuración representada en la figura 21
10. expresa graficamente la relación habida entre la velocidad del motor F , voltaje terminal VT y ángulo de fase DT por cada posición del pedal de energía 44 y además, la señal cosenoide V_c se deriva restando de una forma vectorial la señal sinusoidal V_s procedente de la señal de
15. salida del tacómetro de voltaje vt_s' es proporcional a la señal de salida del sensor angular VT_s , por lo que V_c se ve obligada a disminuir cuando vt_s' permanece constante en una velocidad superior a 1,0 y V_s aumenta en magnitud por encima de esta velocidad.
20. La frecuencia portadora se elimina de las señales de salida de envuelta de modulación de baja frecuencia VT_s procedentes de los devanados de fase secundarios del sensor angular 66X, 66Y y 66Z en un discriminador del tipo de anillo, o demodulador 82 que puede ser de
25. tipo convencional y se ilustra esquemáticamente en la figura 12 incluyendo rectificadores 212 y capacitores de filtro 214. Las señales de salida del sensor angular de frecuencia portadora vt_s se convierte por medio del discriminador 214 a la señal sinusoidal de baja frecuencia
30. VT_s de acuerdo con la envuelta de las señales de entrada



de frecuencia portadora v_{t_s} al discriminador. Una fase única de la señal de entrada de frecuencia portadora sinusoidalmente modulada v_{t_s} a la señal de salida de baja frecuencia VT_s y también de dicha señal de salida de baja frecuencia VT_s procedente del discriminador 82 se ilustra en la figura 12, pudiéndose observar que las mitades de onda alternas de la envuelta son eliminadas por la acción rectificadora en el discriminador.

- 5.
10. Las partes máximas o partes de cresta de las señales de salida VT_s del desmodulador 82 se eliminan, o limitan, el circuito limitador de amplitud 84 que proporciona una señal de salida generalmente trapezoidal VT'_s y se representa esquemáticamente en la figura 12 incluyendo una fuente de voltaje de polarización inversa 211 que alimenta potenciales de polaridad opuesta a los extremos de un puente de diodo que tiene tres ramificaciones cada una de las cuales comprende un par de diodo conectados en serie 216. Los ánodos de los tres diodos 216 que limitan las crestas positivas se conectan al lado positivo de la fuente de voltaje 214, mientras que los catodos de los tres diodos remanentes 216 que limitan las crestas negativas se conectan al lado negativo de la fuente 214.
- 15.
- 20.

25. Las señales de entrada de fase X, Y y Z VT_s al circuito limitador de amplitud 84 procedente del discriminador 82, fluyen a través de resistores de limitación de corriente 218 y conductores 220 a los puntos de unión de los diodos conectados en serie 216 en las tres ramificaciones del puente de diodos. Cuando el voltaje de las señales de entrada VT_s supera a la polarización inversa proporcionada por la fuente de voltaje 214, los diodos
- 30.



216 conducen corriente para limitar las fases de cresta de las señales y derivar por lo tanto los voltajes de salida trapezoidales VT'_s .

5. Los voltajes VT'_s del circuito limitador de amplitud 84 se suministra al circuito activador 60 a través de amplificadores de energía 222 que hacen coincidir la impedancia elevada de salida del discriminador 82 con la impedancia baja de entrada del circuito activador 60. Durante la conducción del vehículo, el circuito limitador de amplitud 84 limita preferiblemente las señales VT_s procedentes del discriminador 82 a la mitad de su valor máximo que corresponde al ángulo de activación más avanzado de los SCR en el cicloconvertidor 58 según se describirá más adelante. Durante el frenado del vehículo,
10. los contactos de rele BRYL se abren e introducen una resistencia 226 entre la fuente de voltaje 214 y el puente de diodo, disminuyendo por lo tanto la polarización inversa en los diodos 216 y reduciendo el punto de limitación a aproximadamente 0,2 del valor máximo de las señales de salida VT_s procedente del discriminador 82. Dicho cambio en el nivel de limitación limita la energía devuelta por el motor 50 al generador 30 y al motor de combustión interna 20 a la que puede absorber el motor de combustión interna 20.
15. El cicloconvertidor 58 convierte los voltajes de frecuencia elevada y constante trifásicos A, B y C del generador 30 en las barras colectoras 38A, 38B y 38C en voltajes trifásicos, variables y de relativa baja frecuencia VT para activar los devanados de fase del estator del motor 54X, 54Y y 54Z por los terminales del motor L1, L2
- 20.
- 25.
- 30.



379639

y L3 (vease la figura 14).

- El cicloconvertidor 58 comprende preferiblemente 18 tiristores, o rectificadores controlados dispuestos de forma que 6 tiristores se interconecten como un juego de tiristores para suministrar energía a cada uno de los devanados de fase del estator conectados en estrella 54X, 54Y y 54Z. El cicloconvertidor 58 comprende tres juegos de dichos tiristores 226X, 226Y y 226Z de seis tiristores que suministran respectivamente energía por los terminales del motor L1, L2 y L3 a los devanados estáticos de fase 54X, 54Y y 54Z, y solamente se describirá el juego de tiristores 226X que suministra energía por el terminal del motor L1, puesto que los otros juegos 226Y y 226Z son similares a este. El juego de tiristores 226X comprende tres tiristores 230, 232 y 234 llamados el grupo positivo, que permiten que fluya solamente corriente positiva al devanado estático del motor 54X y tres tiristores 231, 233 y 235, llamados el grupo negativo, que suministran corriente en la dirección negativa al devanado estático del motor 54X. Los tiristores 230, 232 y 234 del grupo positivo tienen sus ánodos conectados a las barras colectoras de energía 38A, 38B y 38C respectivamente y sus cátodos conectados a un extremo X2 de un reactor de toma central XII. Los tiristores 231, 233 y 235 del grupo negativo tienen sus cátodos conectados a las barras colectoras de energía 38A, 38B y 38C respectivamente y sus ánodos en común y conectados al otro extremo XI del reactor XII. La toma central 238 del reactor XII se conecta al terminal del motor L1 que suministra energía al devanado estático de fase 54X.
- 5.
 - 10.
 - 15.
 - 20.
 - 25.
 - 30.



- Los tiristores 230-235, se conectan, o "activan" al estado de conductor de una forma secuencial por medio de señales de desconexión cíclicas procedentes del circuito activador 60 aproximadamente en 120 grados eléctricos de los voltajes A, B y C del generador 30, y el circuito activador 60 suministra señales de desconexión cíclica para los tiristores del grupo positivo y del grupo negativo de acuerdo con la secuencia de fase de los voltajes del generador A, B y C.
- 5.
 10. El circuito activador 60 genera señales de desconexión cíclica a los tiristores 230-235 en respuesta a las señales de salida de baja frecuencia VT del sensor angular 64 para suministrar cíclicamente corriente a los devanados estáticos del motor 54X, 54Y y 54Z para mayores o menores partes de cada ciclo de los voltajes de hiperfrecuencia del generador A, B y C, proporcionando por lo tanto un voltaje de salida en baja frecuencia variable VT del cicloconvertidor 58 que está en función a la señal de control VT_s del sensor angular 64. El circuito activador 60 deriva señales de desconexión cíclica que controla el intervalo de conexión de los tiristores 231-235 de forma que el promedio de valor del voltaje de salida del cicloconvertidor en el grupo positivo (en el terminal X2 con relación al neutro del generador) o en el grupo negativo (en el terminal X1 con relación al neutro del generador) pueden adoptar una amplitud controlada de polaridad positiva o negativa y que está en función al voltaje de salida del sensor angular VT_s en magnitud, polaridad y ángulo de fase. El circuito activador 60 proporciona señales de desconexión cíclica que activan ambos grupos positivo y
 - 15.
 - 20.
 - 25.
 - 30.

379639



- negativo simultaneamente de forma que dichos grupos positivo y negativo de tiristores produzcan promedios idénticos de voltajes en los terminales del reactor X1 y X2, y por lo tanto permiten que cambie la corriente del grupo positivo al grupo negativo y viceversa, por lo que es posible el cambio de fase de la corriente del motor de la dirección avanzada o la dirección retardada con relación al voltaje interno del motor E_D (que es proporcional a la corriente del devanado inductor) según exige la carga del motor del reactor.
- 5.
- 10.

Cuando conduce corriente el rectificador controlado 230 o 231, el juego de tiristores 226X se conecta en serie con el devanado de fase del generador 30A y el devanado estático del motor 54X.

- 15.
- Los rectificadores controlados que son preferiblemente SCR, conducen corriente solamente cuando sus cátodos son negativos con relación a sus ánodos y, se alimentan señales activadoras a sus puertas. Las formas de onda de voltaje en la figura 15 ilustran la conversión de frecuencia para producir voltaje sinusoidal VT en el conductor del motor II.
- 20.

Los voltajes de entrada de "referencia" de frecuencia del generador en los conductores 290A, 290B y 290C (vease la figura 14) al circuito activador 60, derivado por el centro 66 son proporcionales a los voltajes del generador A, B y C y están en fase con los mismos, y dichos voltajes de referencia se indicarán en adelante con los mismos caracteres de referencia, v.g., A, B y C, con el fin de facilitar el comprendimiento del invento.

- 25.
- 30.
- El rectificador controlado 230 del grupo positivo

379639



- tiene su ánodo conectado a la barra colectora 38A y su cátodo conectado al terminal X2 y puede conducir, si se activa por medio de una señal procedente del circuito activador 60 alimentada a su puerta, en cualquier momento
5. cuando su ánodo sea más positivo que su cátodo, por ejemplo, entre los tiempos T1 y T2 según se ilustra en la representación de la figura 15a de un voltaje monofásico A alimentado a través de su ánodo y cátodo. De un modo similar, el SCR 231 del grupo negativo tiene su cátodo conectado a la barra colectora 38A y su ánodo conectado al terminal del reactor X1 y puede conducir, si se activa por medio de una señal procedente del circuito activador 60 alimentada a su cuerda, entre los tiempos T2 y T3 durante el medio ciclo negativo del voltaje monofásico A representado en la figura 15a. En el cicloconvertidor trifásico 58, el punto en el cicloconvertidor trifásico 58, el punto en el ciclo de voltaje de referencia A en que se alimenta una señal activadora a la puerta de SCR 230 del grupo positivo para hacerlo conductor se puede definir en términos del número de grados eléctricos, llamados el ángulo de activación α (representado en la figura 15b para el grupo positivo) subsiguiente al tiempo T4 en el que se cruzan el voltaje de funcionamiento negativo C y el voltaje de funcionamiento positivo A de la fase siguiente. Dicho ángulo de activación α se puede reducir alimentado la señal de desconexión cíclica más próxima al tiempo T4 de forma que una mayor parte del voltaje A del generador de medio ciclo positivo procedente de la barra colectora 38A se alimente al devanado estático del motor 54X, o por el contrario la activación se pue
 - 10.
 - 15.
 - 20.
 - 25.
 - 30.

379639



de retardar alimentando la señal de desconexión cíclica al SCR 230 más próxima al tiempo T2 de forma que una menor parte de la mitad del ciclo positivo del voltaje del generador A se alimenta al devanado estatórico 54X.

5. El ángulo de activación α' para el grupo negativo se representa también en la figura 15b.

Como el juego de tiristores 226X comprende un par de tiristores de polaridad opuesta conectados a cada barra colectora de fase de energía 38A, 38B y 38C, los

10. tiristores deben activarse en la debida secuencia así como durante la debida parte de ciclo. La figura 15b ilustra los voltajes de referencia trifásicos a neutro A, B y C (derivados por el filtro 86 de los voltajes correspondientes al generador) cuando la secuencia de fase A, B, C.

15. La secuencia de activación en el grupo positivo es primeramente de SCR 230, después SRC 232 y finalmente SCR 234 para conducir en secuencia partes de los medios ciclos positivos de voltaje del generador A, B y C y similarmente la frecuencia de activación en el grupo negativo es SCR 231, después SCR 233 y finalmente SCR 235, para conducir durante los medios ciclos negativos del voltaje del generador A, B y C.

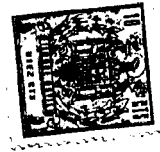
20.

El circuito activador 60 superpone las señales de salida de baja frecuencia VT_s procedentes del circuito limitador de amplitud 84 (veanse las figuras 12 y 15c) en los voltajes de referencia trifásicos A, B y C (vease la figura 15d) procedente del filtro 86 para derivar señales de "secuencia" $A + VT_s$, $B + VT_s$ y $C + VT_s$ (vease la figura 15e) que controlan la desconexión cíclica de los SCR_s 231-235. La figura 15c ilustra la señal de salida de baja

25.

30.

379639



- frecuencia VT'_g procedente del circuito limitador de amplitud 84 que es una reproducción del voltaje VT deseado en los terminales del devanado estático 54 del motor 50. El voltaje de salida del circuito limitador de amplitud VT'_g es sinusoidal según se ilustra con línea continua cuando se suministra al motor voltaje terminal VT menor que el voltaje de régimen. Para los voltajes de régimen, el circuito limitador de amplitud 84 proporciona la forma de onda trapezoidal VT'_g representada con líneas y rayas discontinuas en la figura 15c (la línea de rayas discontinuas presenta el componente fundamental de la onda trapezoidal que se observa en el motor 50). Las armónicas de hiperfrecuencia de la onda trapezoidal producen poco efecto en el compartimiento del motor 50 debido a la elevada reactancia inductiva del devanado estático 54 a dicha frecuencia. Se observará que la limitación permite que el voltaje del generador 30 y la tensión de régimen de las SCR en el cicloconvertidor 58 se reduzca sensiblemente.
5. El circuito activador 60 superpone el voltaje de salida del circuito limitador de amplitud VT'_g ilustrado en la figura 15 sobre los voltajes de referencia trifásicos A, B y C representados en la figura 15d para derivar las tres señales de secuencia $A + VT'_g$, $B + VT'_g$ y $C + VT'_g$ representadas en la figura 15e. Según se explicará más adelante, el circuito activador 60 comprende detectores de cruzamiento que detectan los puntos de cruzamiento cero de las señales de secuencia para generar las señales de desconexión cíclica para los rectificadores controlados. La señal de secuencia $B + VT'_g$ controla la desconexión cíclica.
- 10.
- 15.
- 20.
- 25.
- 30.



- clica de los SCR_g' 230 y 231; la señal de secuencia C + VT_g controla la desconexión cíclica de los SCR_g' 232 y 233; la señal de secuencia A + VT_g controla la desconexión cíclica de los SCR_g' 234 y 235. Cuando una señal de secuencia pasa por cero en una dirección de funcionamiento positivo, el
5. circuito activador 60 proporciona una señal de desconexión cíclica a un SCR en el grupo positivo, y cuando pasa por cero en la dirección de funcionamiento negativo, el circui
10. to activador 60 proporciona una señal de desconexión cíclica a un SCR en el grupo negativo. Por ejemplo, en el tiempo T10 representado en la figura 15e la señal de secuencia B + TV_g pasa por cero en una dirección de funcionamiento positivo; y el circuito activador 60 genera una señal de activación 240, que se alimenta a la puerta del SCR 230,
15. haciendo por lo tanto que conduzca corriente y conecte el voltaje del generador A desde la barra colectora de energía 38A al terminal Ll del motor. Los cuadrados de rayas por encima de la línea cero en figura 15e representa la señales de desconexión cíclica, a los tiempos de conexión, para los SCR del grupo positivo, y los cuadrados de líneas por debajo de la línea cero representa las señales de desconexión para los SCR_g' del grupo negativo. Los número de referencia a la derecha de la figura 15e representa los ti
20. ristöres correspondientes que se activan por medio de las señales de activación individuales.
- 25.

En el tiempo T11 la señal de secuencia C + VT_g pasa por cero en una dirección de funcionamiento positivo, y el circuito activador 60 deriva una señal de desconexión cíclica 242 que activa el SCR 232 para conectar voltaje B en la barra colectora 38B al terminal X2 y devanado estató-

30.



- rico 54X del motor 50. En el tiempo T12, la señal de secuencia $A + VT_s$ pasa por cero en una dirección de funcionamiento positivo, y el circuito activador 60 deriva una señal de desconexión cíclica 244 que activa el SCR 234
5. para conectar voltaje C en la barra colectora de energía 38C al terminal de reactor X2 y devanado estático del motor. En los tiempos T13, T14, y T15, las señales de secuencia $C + VT_s$, $A + VT_s$ y $B + VT_s$ pasan por cero respectivamente en una dirección de funcionamiento negativo, haciendo por lo tanto que el circuito activador 60 derive
10. señales de desconexión cíclica 246, 248 y 250 respectivamente que activan los SCR 233, 235 y 231 que entran en conducción para conectar los voltajes del generador B, C y A al terminal X1 y devanado estático 54X del motor 50.
15. Siempre que una señal de secuencia, como la señal $C + VT_s$, pasa del nivel de voltaje negativo al nivel de voltaje positivo, por ejemplo en el tiempo T11, el circuito activador 60 genera una señal de desconexión cíclica 242 para desconectar cíclicamente el SCR 232 del grupo positivo
20. y también interrumpe la señal de desconexión cíclica, por ejemplo 240, del SCR 230 que previamente estaba conectado. De un modo similar, cuando una señal de secuencia, como es la señal $A + VT_s$, pasa del nivel de voltaje positivo al nivel de voltaje negativo, por ejemplo en el tiempo T14, el
25. circuito activador 60 deriva una señal de desconexión cíclica 248 para conectar el SCR 235 e interrumpe también la señal de desconexión cíclica 246 del SCR 233 que previamente estaba conectado.

- Se observará que la señal de secuencia, como es la señal $A + VT_s$, que resulta de sumar el voltaje de fase del generador A y voltaje de salida VT_s del sensor angular,
- 30.



controla la activación de los SCR_g 234 y 235 conectados a la barra colectora 380 en la que aparece voltaje de fase C, y por lo tanto permite el cambio o desplazamiento del ángulo de activación α dentro de la escala de cero grados a 180 grados.

5.

Los voltajes instantaneos de salida del cicloconvertidor 58 se pueden determinar proyectando las señales de activación en sentido descendente en los voltajes del generador A, B y C según se representa en las figuras 15f y 15g. La figura 15f ilustra los voltajes instantaneos del terminal X2 que se conecta al punto común de los SCR_g del grupo positivo, y la figura 15g ilustra el voltaje instantaneo en el terminal X1 que se conecta al punto común de los SCR_g del grupo negativo. Un tiristor 230, 232 o 234

10.

15.

que se activa en el grupo positivo permitirá que el voltaje del generador aparezca en el terminal X2, mientras que el tiristor 231, 233 y 235 que se activa en el grupo negativo impone el voltaje del generador en el terminal X1. Las líneas gruesas en las figuras 15f y 15g representan los voltajes instantaneos que aparecen en los terminales X2 y X1, respectivamente, cuando se activan los tiristores correspondientes.

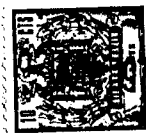
20.

Por ejemplo, en el tiempo T13, cuando el circuito activador 60 deriva una señal de desconexión cíclica 246 y conduce el SCR 233, la parte del voltaje del generador B indicada 252 en la figura 15g, aparece en el terminal X1. En el tiempo T10, cuando el circuito activador 60 deriva una señal de desconexión cíclica 240 y conduce el SCR 230, la parte del voltaje del generador A indicada 254 en la figura 15f aparece en el terminal X2; en el tiempo T11 cuando el

25.

30.

379639



circuito activador 60 deriva una señal de desconexión cíclica 242 y conduce el SCR 232, la parte del voltaje del generador B indicada 256 en la figura 15f aparece en el terminal X2.

5. La inductancia del devanado estatórico 54 del motor 50 hace que un SCR como es el 230 continúe conduciendo (debido a la ley de Lenz) por debajo del eje cero, según se ilustra en 258 en la figura 15f aunque el voltaje de fase del generador sea negativo con relación al potencial neutro del generador, y se observará que para una carga resistiva pura dicha condición "conmutaría" el SCR 230 desconectándolo.
10. Las curvas de rayas discontinuas sinusoidales VT en las figuras 15f y 15g representan el promedio de voltajes de las formas de onda limitadas ilustradas con líneas sólidas, y se observará que se obtienen ondas de salida idénticas VT en los terminales X1 y X2. Se observará que las normas de onda ilustradas en las figuras 15f y 15g se superpondrían realmente puesto que los grupos positivo y negativo de las SCR_g se conectan a los mismos terminales del generador, y las formas de onda se representan por separado en la figuras 15f y 15g para facilitar la comprensión de las formas de onda.
15. Aunque los promedios de voltaje VT representados de rayas discontinuas en las figuras 15f y 15g que aparecen en los terminales X1 y X2 son iguales, sus voltajes instantaneos en estos terminales no son iguales, y el voltaje diferencial del terminal X1 con relación al terminal X2 se representa en la figura 15h. El reactor de toma central X11 aparece como un transformador reductor inducti
- 20.
- 25.
- 30.



vo a la corriente de intercambio de hiperfrecuencia y limita la corriente de intercambio entre los terminales X1 y X2 a la representada por rayas discontinuas en la figura 15h. Aunque el devanado estat6rico 54 del motor 50 no recibe un voltaje sinusoidal uniforme VT, la corriente del motor es regularmente sinusoidal debido a que la elevada inductancia del devanado estat6rico 54 del motor produce una acci3n de filtro.

- 5.
10. Cuando se produce conmutaci3n en un grupo de tiristores portadores de corriente, por ejemplo en grupo positivo de los SCR_s 230, 232 y 234, la corriente de carga se transfiere desde el SCR, por ejemplo el 232, que estaba conectado, a los SCR sucesivos, por ejemplo 234, que acababan de recibir sus se1al de desconexi3n c6clica del circuito activador 60. Dicha transici3n de corriente, denominada conmutaci3n, hace de hecho que la dos fases del generador se cortocircuiten en el terminal X2 y den por resultado depresiones de conmutaci3n en el voltaje del generador, seg6n representa esquem6ticamente en 260 en la
15. figura 14, cuyas depresiones son de naturaleza de onda cuadrada y se superponen en los voltajes sinusoidales A, B y C del generador 30. Dichas depresiones de conmutaci3n pueden sumar o reducir el voltaje terminal del motor efectivo VT alimentado al devanado estat6rico 54, y el filtro 86
20. elimina dichas depresiones y reproduce la onda fundamental de los voltajes generados de formado A, B y C y deriva los voltajes de "referencia" (que reciben los mismos n6meros de referencia en este dibujo que los voltajes correspondientes al generador) los cuales se superponen sobre los
25. voltajes de salida del sensor angular VT_s en el circuito
- 30.



379639

activador 60.

- La figura 14 ilustra de una forma esquemática los elementos necesarios para filtrar un voltaje de fase del generador A. Los voltajes del generador A, B y C de las barras colectoras 38A, 38B y 38C se acoplan al filtro 86 a través de un transformador de entrada 262 que reduce gradualmente el voltaje y aísla el filtro de ruido del generador en las barras colectoras 38A, 38B y 38C. Las señales procedente del devanado secundario del transformador 262 pasan a través de una sección de filtro que comprende un resistor 264 y un capacitor 266 que elimina las discontinuidades importantes en los voltajes del generador, pero deja una distorsión armónica considerable en el voltaje de salida 268 del mismo.
- Las señales de salida 268 de la sección de filtro resistiva-capacitiva pasan sucesivamente a través de un regulador limitador de amplitud 270 y una sección de filtro en pi 272. El regulador limitador de amplitud 270 elimina las crestas positiva y negativa de las señales 268 y puede comprender un par de transistores de polarización opuesta PNP y NPN 274 y 276 conectados en configuración seguidora del emisor. Las señales 268 que contienen distorsión armónica se alimentan a las bases de los transistores 274 y 276, de forma que los ciclos positivo y negativo excitan alternativamente los transistores en saturación a un nivel determinado por la polarización del colector (que no se ilustra). La saturación de los transistores 274 y 276 limita la parte de cresta de las señales y la regulación de voltaje conseguida por dicha limitación es necesaria para asegurar que los voltajes de referencia A, B



- y C alimentados al circuito activador 60 sean de un valor r. m. s, aproximadamente constante aún cuando la magnitud de los voltajes del generador A, B y C varíe en una amplia gama. Esto asegura que las señales de secuencia
5. $A + VT_s$, $B + VT_s$ y $C + VT_s$ deriven señales activadoras de la debida secuencia y que no tenga lugar de desfase en los puntos en los que se deriva las señales activadoras, como por ejemplo 240 y 242, asegurando de este modo que no ocurra cambio alguno en el voltaje de salida del
10. cicloconvertidor VT al devanado del motor. Los transistores 274 y 276 forman también un amplificador amortiguador que tiene una impedancia de salida baja que coincide con la impedancia de entrada de la sección de filtro RC 272.
15. Los voltajes de salida 278 del regulador limitador de amplitud 270 son generalmente trapezoidales. Un filtro en pi final 272 compuesto por un transformador reductor 280 y capacitores 282 recupera el voltaje fundamental A de la señal trapezoidal 278. Esta señal fundamental A corresponde al voltaje del generador A en la barra colectora 38A sin las depresiones 260 y se regula y reduce en magnitud y solamente se defasa ligeramente y comprende la señal de referencia A que se superpone sobre
20. la señal de salida del sensor angular VT_s en el circuito activador 60.
25. El valor de r.m.s. del voltaje fundamental A derivado de la señal trapezoidal 278 en el filtro en pi final 272 varia solo ligeramente de valor aún cuando existan variaciones sensibles en el valor máximo del voltaje
30. del generador sinusoidal, y por consiguiente los cambios

379639



en el voltaje de salida del generador producen un efecto mínimo en los puntos en los que las señales activadoras, por ejemplo 240, 242 y 244 (vease la figura 15e), se derivan en el circuito activador 60.

5. El circuito activador 60 comprende 3 generadores de señales activadoras FGX, FGY y FGZ (vease la figura 14) cada uno de los cuales deriva las señales de desconexión cíclica para uno de los juegos de tiristores 226X, 226Y y 226Z, pero solamente se describirá el generador de señales activadoras FGX asociado con el juego de tiristores 226X que suministra corriente al devanado estatórico 54X del motor 50X. La figura 17a ilustra un generador de señales activadoras FGX con detalle y generadores de señales activadoras FGY y FGZ en forma de conjuntos. El generador de señales activadoras FGX se asocia con el terminal del motor L1 y el devanado estatórico con 54X de fase del motor y comprende preferiblemente tres detectores de cruzamiento similares CD1, CD2, y CD2, cada uno de los cuales se asocia con uno de los voltajes de fase del generador A, B y C, seis elementos lógicos FF1-FF6, denominados flip-flop o básculas, cada uno de los cuales controla la desconexión cíclica de un rectificador controlado 230-235 del juego de tiristores 226X y seis inversores, u osciladores INV1-INV6 controlados por los flip-flop o básculas. El generador de señales activadoras FGX proporciona señales activadoras 240, 242, 244, 246, 248 y 250 (vease la figura 15e) a los seis rectificadores controlados 230, 232, 234, 233, 235 y 231, respectivamente, del juego de tiristores 226X.
- 10.
- 15.
- 20.
- 25.
30. Solamente se describirá un detector de cruzamiento

379639



- 5. to CDI que genera señales activadoras 240 y 250 a rectificadores controlados 230 y 231 que conectan el voltaje A del generador en la barra colectora 38A al devanado estatístico 54X del motor. El voltaje de referencia B procedente del filtro 86 (vease la figura 14) que aparece en el conductor 290B se suministra al detector de cruzamiento CDI con el fin de formar la señal de secuencia $B + VT_g$ que controla la generación de señales activadoras 240 y 250. La señal de salida de baja frecuencia VT_g procedente del devanado secundario del sensor angular 66X, después de la demodulación y limitación, que aparece en el conductor 292X (veanse las figuras 12 y 14 e indicada como VT'_g en la figura 12) y el voltaje de referencia B en el conductor 290B procedente del filtro 86
- 10. se superponen en la unión 293 para formar la señal de secuencia $B + VT_g$ ilustrada en la figura 15e y de nuevo en la figura 17b. La señal de secuencia $B + VT_g$ generada en la unión 293 se limita en la caída de voltaje de sentido directo de un par de diodos de polos opuestos 294 para
- 15. derivar una señal trapezoidal 296 ilustrada en la figura 17c que evita que se alimenten voltajes excesivos al resto del circuito.

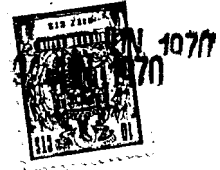
El detector de cruzamiento CDI (vease la figura 17) detecta ambos cruzamientos de cero de funcionamiento positivo y de funcionamiento negativo de las señales de secuencia $B + VT_g$ y comprende un par de transistores acoplados en emisor 297 y 298. Los circuitos emisor-colector de los transistores 297 y 298 se conectan a través de resistores 300 y 302 respectivamente a un conductor 306 desde un lado $+V$ desde una fuente de voltaje de polarización.

POOR QUALITY

379639

- y los emisores de los dos transistores 297 y 298 se hacen comunes y se conectan a través de un resistor 304 a un conductor 308 desde el otro lado V de la fuente de voltaje de polarización. La base del transistor 297 se conecta a través de un resistor 310 a la unión 293, mientras que la base del transistor 298 se conecta a masa a través de una resistencia 311. Cuando el transistor 297 se encuentra en conducción, el transistor 298 se desconecta por la polarización alimentada a su emisor por la caída del voltaje a través del resistor 304. De un modo similar, el transistor 297 se polariza a un estado no conductivo cuando el transistor 298 conduce corriente. El detector de cruzamiento CDI es análogo a un circuito de excitación Schmitt en el sentido de que una vez en que se excita el un estado por una señal de una polaridad, por ejemplo una señal positiva de 0,2 voltios, se cambia su nivel de disparo y la señal de entrada debe disminuir a un cierto valor notablemente por debajo de 0,2 voltios para dispararlo al estado puesto. Dicha red "de entrada diferencial" compuesta por los transistores 297 y 298 proporciona compensación de temperatura y estabilidad al detector de cruzamiento CDI.
5. Cuando la señal de frecuencia $B + VT_g$ cruza el punto cero en la dirección de funcionamiento positivo, el transistor 297 entra en conducción por la acción de la señal positiva alimentada a su base. El colector de transistor 297 se conecta a la base de un transistor 312, y el cambio de potencial en el colector del transistor 297, cuando están en conducción, conecta el transistor 312.
10. El circuito del emisor-colector del transistor 312 se
- 15.
- 20.
- 25.
- 30.

- conecta en serie con un divisor de voltaje que comprende resistores 314 y 316 a través de la fuente de voltaje de polarización en los conductores 306 y 308. Cuando se conecta el transistor 312, aparece un voltaje positivo en su colector. Este voltaje positivo se alimenta a través de un resistor 318 y un capacitor 320 a la base del transistor 297 y actúa como señal de retroalimentación generativa que cambia el nivel de disparo del detector de cruzamiento y asegura la conexión rápida y saturación del transistor 297. El voltaje positivo en el colector del transistor 312 excita el voltaje en la unión 322 entre los resistores 314 y 316 en positivo y genera la señal de salida de onda cuadrada 324 ilustrada en la figura 17d. El impulso rectangular 324 se alimenta a un circuito de diferenciación que comprende un capacitor 326 y un resistor 328 para formar un impulso de hiperamplitud 330 representado en la figura 17e que se alimenta por el conductor 331 al terminal de un flip-flop o báscula FFL.
5. Cuando la señal de frecuencia $B + VT_s$ cruza el punto cero en una dirección de funcionamiento negativo, el transistor 297 se desconecta por la acción de la parte negativa de la señal trapezoidal 296 alimentada a su base. El aumento resultante en potencial en el colector del transistor 297 desconecta el transistor 312, haciendo por lo tanto que aparezca voltaje negativo en el conductor 308 en el colector del transistor 312 y en la unión 322. El voltaje negativo en el colector del transistor 312 se acopla a través del resistor 318 y capacitor 320 a la base del transistor 297 y es
- 10.
- 15.
- 20.
- 25.
- 30.



una señal degenerativa que restablece el detector de cruzamiento a su nivel de disparo original y asegura la desconexión del transistor 297.

5. La desconexión del transistor 297 elimina la polarización del emisor del transistor 298 y conecta el transistor 298. El conector del transistor 298 se conecta a la base de un transistor 332, y el cambio de voltaje en el colector del transistor 298 conecta el transistor 332 y proporciona un impulso de voltaje rectangular positivo 334 en la unión 336, según se ilustra en la figura 17f. Este impulso de voltaje rectangular se alimenta a un circuito de diferenciación formado por el capacitor 338 y una resistencia 340 para generar un impulso de hiperamplitud 342 representado en la figura 17g, que se alimenta por el conductor 344 a la entrada de conexión fuera de un flip-flóp o báscula de FF2.
- 10.
- 15.

20. Cuando el transistor 297 se vuelve de nuevo conductivo por un cruzamiento cero de funcionamiento positivo de la señal de secuencia $B + VT_s$, se desconecta el transistor 298, desconectándose por lo tanto el transistor 332. El impulso de hiperamplitud negativo generado por el circuito de diferenciación que comprende el capacitor 338 y el resistor 340 se cortocircuita a masa a través de un diódo 346.
- 25.

30. Los flip-flops o básculas FF1 y FF2 son preferiblemente flip-flops o básculas biestables de tipo normal que proporcionan una señal en un terminal de salida en respuesta a una señal al terminal de conexión y elimina la señal de salida en respuesta a una señal

379639



alimentada a su terminal de recolección o reposición y puede ser del tipo fabricado por la Motorola, Inc. bajo la designación MC-302.

5. Los flip-flops o básculas FF1, FF3 y FF5 en el generador de señales de excitación TGX tiene sus entradas de conexión y reconexión interconectadas en un contador de anillo de tres elementos de forma que una señal de conexión a un flip-flops o báscula, por ejemplo un impulso de hiperamplitud 330 en un conductor 331 al flip-flops o báscula FF1, proporcione una señal de salida 348 desde el mismo, representada en la figura 17h, y éste mismo impulso de hiperamplitud 330 se alimenta también por el conductor 350 como una señal de reposición o reconexión a un flip-flops o báscula FF5 que proporciona en ese momento una señal de salida para eliminar la señal de salida del mismo. El flip-flops o báscula FF1 se reconecta por medio de una señal sobre el conductor 352 cuando el detector de cruzamiento CD2 detecta un cruzamiento de cero de la señal de voltaje $C + VT_s$ (similar a la figura 15e) y genera un impulso de conexión de entrada al flip flops o báscula FF3. Los terminales de entrada de conexión y reconexión de los flip-flops o báscula FF1, FF3 y FF5 se interconectan como un contador de anillo de forma que su funcionamiento prosiga de una forma repetitiva continuamente sin fin, y los flip-flops ó básculas FF2, FF4 y FF6 se interconecta de un modo similar como un contador de anillo de tres elementos.
- 10.
- 15.
- 20.
- 25.
30. Los flip-flops o básculas FF1, FF2, FF3, FF4,

379639



- FF5, FF6 inician las señales de activación 240, 250, 242, 246, 244 y 248, respectivamente, para los SCR_g 230, 231, 232, 233, 234 y 235, y los contadores de anillo de tres elementos formados por éstos flip-flops o básculas dan también por terminadas las señales de activación. Por ejemplo, el impulso de hiperamplitud 330 en el conductor 331 para conectar en el flip-flop o báscula FF1 y por lo tanto generar una señal de activación 240 se alimenta también por el conductor 350 al terminal de reconexión del flip-flop o báscula FF5 para conectar la señal de activación 244. De un modo similar, el impulso de hiperamplitud 342 en el conductor 344 para conectar el flip-flop o báscula FF2 y generar por lo tanto una señal de activación 250, se alimenta también por el conductor 354 al terminal de reposición o reconexión del flip-flop o báscula FF6 y dá por resultado la finalización de la señal de activación 248.
20. Los terminales de salida de los flip-flops o básculas FF1 y FF2 se conectan a osciladores de núcleo de saturación estables de marcha libre, o rectificadores inversores INV1 y INV2 (veáse la figura 17a) respectivamente. Una señal de salida 348 (veáse la figura 17h) procedente de un flip-flop o báscula como el FF1 conecta el oscilador correspondiente INV1 de forma que oscile para proporcionar un impulso de salida que forman la señal de excitación 240 y lo mantiene hasta que el flip-flop o báscula FF1 se reconecta para



- eliminar la señal de salida. El oscilador INV1 se describe con detalle, y el oscilador INV2 es idéntico a éste. El terminal de salida del flip-flop o báscula FFI se conecta a la base de un transistor amplificador de entrada 364 que se polariza a un estado no conductor por medio de la caída de voltaje a través de un diodo 366 que tiene su ánodo conecta al conductor 306. El colector del transistor 364 se conecta a través de los resistores 368 y 370 a la toma central 371 de un devanado secundario o de entrada 372b del transformador oscilador 372 y se conecta también a través de un resistor 374 a la unión del emisor común a masa 376 de un par de transistores 378 y 380 que tiene sus colectores conectados a extremos opuestos del devanado primario de toma central 372a del transformador oscilador 372. La toma central del devanado primario 372a se conecta a través de un conductor 382 al terminal positivo +V de una fuente de voltaje (no ilustrado). Una fuente de voltaje negativo -V se conecta a través de un resistor 384 a la toma central 371 del devanado de entrada 372b. Un capacitor 386 se conecta a través del devanado primario 372a y a los colectores de los transistores 378 y 380.
- 5.
- 10.
- 15.
- 20.
- 25.

Los extremos opuestos del devanado secundario del transformador 372b se conectan a la fase de los transistores 378 y 380 de forma que la salida del rectificador inversor se acople magnéticamente a su entrada a través del núcleo de

30.



- onda cuadrada del transformador 372. Otro devanado secundario 372c del transformador 372 se acopla a través de un rectificador de onda completa compuesto por los diodos 390 y 392 a los terminales de salida del generador de señales de activación 394 y 396 que se conectan a la puerta y cátodo respectivamente del rectificador controlado 230. Los dos transistores de energía 378 y 380 y el transformador 372 que tiene un núcleo de circuito cuadrado se conectan de tal forma que tiene lugar una acción de conmutación regenerativa entre los transistores 378 y 380 que conmuta la fuente de voltaje de corriente continua desde una mitad del devanado primario de toma central 372a al otro, permitiendo de este modo que el voltaje de corriente alterna de onda cuadrada resultante se transforme al devanado secundario 372c.
5. 10. 15.

- Los terminales de salida 398 y 400 del rectificador inversor INV2 se conectan a la puerta y cátodo del rectificador controlado 231.
- 20.

- El voltaje negativo alimentado a través del resistor 384 a la toma media 371 polariza en inversión ambos transistores 378 y 380. Cuando se alimenta un impulso de hiperamplitud 330 desde el detector de cruzamiento CD1 por el conductor 331 al terminal de conexión del flip-flop o báscula FF1, aparece una señal de salida 348 en el terminal de salida del flip-flop o báscula FF1 que se alimenta a la base del transistor 364 para conectarlo. La conexión del transistor 364 conecta
25. 30.

379639



- el lado positivo de la fuente de voltaje en el conductor 306 a través del divisor de voltaje formado por la resistencia 368 y 370 elevando de éste modo el potencial en la toma media 371. Dicho aumento en
5. potencial en la toma media 371, junto con la carga en el capacitor 386 que permanece de un funcionamiento previo del oscilador INVL, polariza el transistor 378 o 380 que tiene la ganancia más elevada en el estado de conducción. Supongamos que el transistor
10. 378 tiene la ganancia más elevada y se vuelve conductivo conectando el transistor 364. La conexión del transistor 378 permite que fluya corriente desde la fuente de voltaje positivo del conductor 382 a través de la mitad superior del devanado primario
15. del transformador 372a y el circuito del colector emisor del transistor 378 a masa en la unión del emisor común 376. Este flujo de corriente en el devanado primario del transformador 372a induce un voltaje en el devanado secundario del transformador 372c
20. que se rectifica por medio del diodo 390 o 392 y aparece en los terminales 394 y 396 como el incremento de onda cuadrada inicial de la señal de activación 240 representada en la figura 17i y en la
25. figura 15e. El régimen de cambio de flujo en el núcleo magnético del transformador 372 es lineal e induce un voltaje en el devanado secundario del transformador 372b, cuya polaridad tiende a polarizar el transistor 378 en desconexión.
30. Cuando el núcleo magnético se aproxima a la saturación, los voltajes inducidos se reducen,



- y también se reduce la excitación en las fases de los transistores. Como el transistor 378 se desconecta, el voltaje inducido a través de la mitad superior del devanado primario 372a se invierte y la polarización del transistor 378 y 380 se invierte de forma que el transistor 380 se conecta y el transistor 378 se desconecta. La conexión del transistor 380 produce una corriente y voltaje de la polaridad opuesta a través de la mitad inferior del devanado primario del transformador 372a, invirtiendo por lo tanto la polaridad de la corriente en el devanado secundario 372c. El voltaje en el devanado secundario del transformador 372c es rectificado por el diódo 390 o 392 y alimentado a los terminales 394 y 396 como un incremento adicional de onda cuadrada de señal de excitación 240. Este ciclo continua, y los voltajes inducidos en el devanado secundario del transformador 372c, a medida que los transistores 378 y 380 cambian el suministro de corriente continua desde una mitad del devanado primario 378a al otro, continúan siendo rectificados por los diódos 390 y 392 de forma que la polaridad de la señal de excitación 240 formada por los incrementos de onda cuadrada y alimentada a los terminales 394 y 396 es de la polaridad necesaria para excitar el rectificador controlado 230.

El rectificador inversor INV1 continua oscilando en tanto se suministre una señal de salida por medio del flip-flop o báscula FFL, v.g., hasta que se suministre una señal de reconexión al

379639



- flip-flop o báscula FF1. Refiriendonos a la figura 15e se observará que la terminación de la señal de excitación 240 al SCR 230 coincide con la generación de la señal de excitación 242 al SCR 232 en el tiempo T11. La señal de excitación 240 termina por la interconexión de las entradas de conexión y desconexión de los flip-flops o básculas FF1 y FF3 donde la señal de conexión al flip-flop ó báscula FF3 conecta el rectificador inversor INV3 para generar una señal de excitación 242 para el rectificador controlado 232 en el tiempo T11 y esta misma señal se alimenta también al terminal de reconexión del flip-flop o báscula FF1 por el conducto 352, eliminando por lo tanto la señal de salida del flip-flop ó báscula FF1 y desconectando el transistor 364 y dando por terminado el funcionamiento del oscilador INVI.
- 5.
 - 10.
 - 15.

- El oscilador INV2 funciona de un modo similar en respuesta a una señal de salida del flip-flop o báscula FF2 cuando la señal de secuencia $B + V_T$ cruza un punto cero en una dirección de funcionamiento negativo y desconecta el transistor 297 y conecta los transistores 298 y 332 para derivar la señal de conexión 342 al flip-flop o báscula FF2. En respuesta a la señal de salida del flip-flop o báscula FF2 el rectificador inversor INV2 genera una señal de excitación 250 ilustrada en las figuras 15e y 17j que conecta el SCR 231. La señal de excitación 242 termina por la generación de la señal de excitación 244 por el detector de cruzamiento CD3, flip-flop o báscula FF5 y rectificador inversor INV5, puesto que
- 20.
 - 25.
 - 30.

379639



la señal de entrada al terminal de conexión del flip-flop o báscula FF5 procedente del detector de cruceamiento CD3 se alimenta también por el conductor 402 al terminal de reconexión del flip-flop o báscula FF3.

5.

La relación existente entre las señales de activación SCR, las señales de frecuencia que las controlan y los circuitos que la generan se ilustran en la tabla que sigue:

10.	Señal de secuencia	Señal de excitación	SCR	Flip-Flop báscula	Detector de cruceamiento	Rectificador inversor
	B + VT _s	240	230	FF1	CD1	INVI
		250	231	FF2	CD1	INV2
		242	232	FF3	CD2	INV3
15.	C + VT _s	246	233	FF4	CD2	INV4
	A + VT _s	244	234	FF5	CD3	INV5
		248	235	FF6	CD3	INV6

20.

Las señales trifásicas VT_s' (generadas originalmente en los devanados secundarios del emisor angular 66X, 66Y y 66Z) que aparecen en los conductores 292X, 292Y y 292Z en la salida del circuito limitador de amplitud 84 se acoplan al tacómetro o generador de impulsos 80 que genera treinta y seis impulsos por revolución del rotor del motor 52 a una frecuencia que está en función a la velocidad del motor y es la señal de entrada de referencia de velocidad para el funcionamiento de los generadores 138 y 178 del control del sensor

25.

30.



- angular 76. El tacómetro 80 ilustrado en la figura 16, comprende seis detectores de cruzamiento, similares a los del circuito de activación 60 descrito anteriormente con tres detectores de cruzamiento CD10, CD11 y CD12 que tienen un terminal de entrada conectado para recibir un voltaje de fase y el otro terminal a masa de forma que detectan cruzamiento cero de los voltajes de fase en ambas direcciones de funcionamiento positivo y funcionamiento negativo. y tres detectores de cruzamiento CD13, CD14 y CD15 que tienen cada uno ambos terminales de entrada conectados para recibir voltajes diferentes de fase a fase de forma que detecten cruzamientos en tiempo diferentes a aquellos a los que responden los detectores CD10, CD11, y CD12.
5. Cuando el voltaje de fase X es mayor que el defase Y, el transistor 410 (véase la figura 16) del detector de cruzamiento CD15 puede ponerse en polarización por la caída de voltaje a través de un diodo de un par de diodos de polos opuestos 412 y 414 conectados a su base, que constituye un circuito de fijación de amplitud de forma que el voltaje en su base sea superior al voltaje de la base de un transistor 416. Cuando los voltajes de fase X y fase Y se cruzan de forma que el voltaje de fase Y es superior se desconecta el transistor 410. El cambio de potencial colector del transistor 410 se acopla a la base de un transistor 417 al desconectarlo y proporcionar un impulso a través de un diodo 418 conectado a su colector a un conductor común 420. Los impulsos de salida que aparecen en el conductor común 420 se
- 10.
- 15.
- 20.
- 25.
- 30.

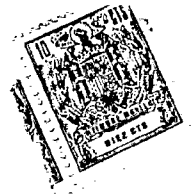
379639

- 10 3 -



- acoplan a través de transistores 422 y 424 en sucesión al terminal de salida 426. Como el devanado secundario del sensor angular 66 es el equivalente de tres pares de polos, se producirán 36 cruzamientos por cada revolución del rotor del sensor angular 64 y los detectores de cruzamiento CD10 y CD15 generarán treinta y seis impulsos que aparecen en el terminal de salida 426 a una frecuencia que está en función a la velocidad del motor y se alimenta por el conductor 139 al tacómetro sinusoidal 138 y tacómetro de voltaje 178.
- 5.
- 10.

- La figura 18 utiliza los símbolos \equiv y \neq utilizados tradicionalmente en diagramas de circuitos o esquemas de conexiones eléctricas para indicar pares de contactos normalmente abiertos y normalmente cerrados respectivamente. El pedal de energía 44 (véase la figura 18) se acopla al contacto móvil de un potenciómetro 430 conectado entre el lado positivo de una fuente de voltaje indicada $+$ y el lado negativo puesto a masa indicado $-$ de forma que una señal "energía" proporcional a la señal de salida deseada del sistema de accionamiento 10 se derive en el contacto móvil del potenciómetro y se acople a través de un amplificador de coincidencia de impedancia 432 del mando maestro gobernado por el conductor 48 a un amplificador de substracción 434 del circuito de protección y regulación 78 (y también amplificadores de substracción similares de los impulsores o accionadores eléctricos 24, 26 y 28).
- 15.
- 20.
- 25.
- 30.



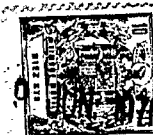
- El pedal del freno 46 se acopla al contacto móvil de un potenciómetro 436 conectado entre un circuito de referencia del freno 438 y masa de forma que se derive una señal "frenado" correspondiente a
5. la posición del freno en el contacto móvil del potenciómetro y se acople a través de un amplificador de coincidencia de impedancia 440 del mando maestro 48 al amplificador de subtracción 434 (y también a los amplificadores de subtracción similares de los impulsores o accionadores eléctricos 24, 26 y 28).
 10. El circuito de referencia del freno 438 recibe una señal de mando o control del amplificador del freno de energía 432 de forma que si el pedal de energía 44 y el pedal del freno 46 se pisan ambos a fondo,
 15. las señales de entrada al control del sensor angular 76 y al control de la bobina excitadora del motor 92 permanezcan al valor máximo asociado con la velocidad del motor por encima de $F = 1,0$. Si se mantiene el pedal de energía 44 pisado a fondo, el
 20. voltaje del circuito de referencia del freno 438 al potenciómetro del freno 436 será doble del voltaje a través del potenciómetro del pedal de energía 430 y la señal de energía al amplificador de subtracción 434 desaparece parcialmente a medida que se
 25. pisa el pedal del freno 46, y la señal del freno predomina sobre la señal de energía en la posición del pedal del freno del 50% y produce un frenado regenerativo del motor 54 por aumento de la señal de referencia al control de la bobina de excitación
 30. del motor 92.

379639



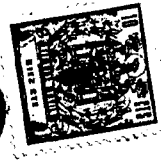
- El amplificador de subtracción 434 recibe ambas señales de "energía" y "frenado" como corriente de entrada y proporciona una señal de salida cuya polaridad depende de cuál de las dos señales de entrada sea mayor. La señal de salida procedente del amplificador de subtracción 434 se alimenta a un circuito sensor del freno 442 que proporciona una señal de salida para indicar al circuito lógico de relé 88 que frene regenerativamente el motor 50 cuando la polaridad de la señal procedente del amplificador de subtracción 434 indica que la señal de freno predomina sobre la señal de energía. La señal de salida procedente del amplificador de subtracción 434 es también la señal de entrada a un amplificador operacional de valor absoluto 444 que reacciona ante cualquier polaridad de la señal de entrada para proporcionar una señal de salida unidireccional cuya magnitud es proporcional a la magnitud de la señal de entrada en el mismo. La señal de salida procedente del amplificador de valor absoluto 444 es una señal de entrada a un amplificador sumador principal 446 que recibe también señales de entrada procedentes de circuitos protectores como es el circuito limitador de corriente 448 y el circuito de temperatura excesiva 450 que modifica la entrada de señal "energía" procedente del amplificador de valor absoluto 444.

- La señal de salida procedente del amplificador sumador principal 446 se alimenta a través de un amplificador 451 y los contactos de un relé



- SINT del control de la bobina de excitación 92 a los generadores de función 138 y 178 del control del sensor angular 76 y también al circuito de control de la bobina excitadora 92 que activa el devanado del inductor 56. Cuando se pisa a fondo el pedal de energía 44, la corriente de salida del amplificador sumador principal 446 tendrá tales características que se derivará una señal de referencia de energía máxima (ni no se modifica por el circuito limitador de corriente o la señal de frenado).
5. Cuando se pisa a fondo el pedal del freno 46, las salidas del amplificador de valor absoluto 444 es todavía proporcional a la magnitud de su señal de entrada, aún cuando de polaridad invertida cuando predomina la señal de "energía", y la señal de salida del sensor angular VT_g y la señal de referencia del campo inductor motórica alcanzan de nuevo valores máximos, pero éstas señales se modifican por medio de circuitos conmutadores (específicamente el relé BRY que se explicará más adelante) de forma que el voltaje de salida máximo VT y la corriente del campo inductor motórico I_p no darán por resultado energía generativa más allá de la capacidad de absorción del motor diésel 20.
10. El selector de dirección de marcha de accionamiento manual y limitador de velocidad DS se desplaza hacia la derecha para conducir el vehículo en marcha de avance y hacia la izquierda para dar marcha atrás al vehículo y para accionar contactos interruptores limitadores DSF y DSR respectivamente
15. 20. 25. 30.

379639



- en el circuito lógico de relés 88. El selector DS se conecta al contacto móvil de un potenciómetro 452 que tiene una toma central puesta a masa y con los extremos conectados a la misma polaridad, v.g. positiva, de la fuente de voltaje de forma que una señal de "límite de velocidad" deriva en el contacto móvil tenga la misma polaridad cualquiera que sea el lugar a donde se desplace el selector de dirección DS y su magnitud es proporcional al desplazamiento del selector DS a partir de la posición de punto muerto y establece un nivel deseado de límite de velocidad para la dirección de marcha elegida. La señal de límite de velocidad se suministra a través de un amplificador adaptador de impedancias 454 al circuito de limitación de velocidad 456 del circuito de protección y regulación 78 que recibe también una señal de velocidad procedente del tacómetro 80 proporcional a la velocidad real del motor y compara las dos señales y, si la velocidad real del motor supera a la velocidad límite, proporciona una señal de error al amplificador de substracción 434 que se opone a la señal de "energía" y reduce la magnitud de la señal de entrada de "energía" al control o mando del sensor angular 76 y al control o mando del devanado inductor motórico 92.
5. positiva, de la fuente de voltaje de forma que una señal de "límite de velocidad" deriva en el contacto móvil tenga la misma polaridad cualquiera que sea el lugar a donde se desplace el selector de dirección DS y su magnitud es proporcional al desplazamiento del
 10. selector DS a partir de la posición de punto muerto y establece un nivel deseado de límite de velocidad para la dirección de marcha elegida. La señal de límite de velocidad se suministra a través de un amplificador adaptador de impedancias 454 al circuito
 15. de limitación de velocidad 456 del circuito de protección y regulación 78 que recibe también una señal de velocidad procedente del tacómetro 80 proporcional a la velocidad real del motor y compara las dos señales y, si la velocidad real del motor supera a
 20. la velocidad límite, proporciona una señal de error al amplificador de substracción 434 que se opone a la señal de "energía" y reduce la magnitud de la señal de entrada de "energía" al control o mando del sensor angular 76 y al control o mando del devanado
 25. inductor motórico 92.

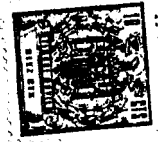
Quando se alcanza el límite de velocidad establecido, la señal de error procedente del circuito de limitación de velocidad 456 iguala a la señal de energía del pedal 44 y, de éste modo la corriente del devanado inductor motórico sera de cero.

- 30.



El error de límite de velocidad puede ser de tal magnitud que la señal de control del devanado inductor 92 puede pasar a ser negativa. El circuito de valor absoluto 444 que corresponde a cualquier polaridad de la señal de entrada permite que la corriente del inductor motórico se acumule hacia su valor máximo aún cuando el error sea negativo, y el circuito sensor de cero 442 detecta la polaridad negativa y hace funcionar el relé Br en el circuito lógico de relés 88 que invierte los devanados sinusoidal y cosenosoide 68 y 70 del sensor angular para frenar el motor 54.

El control del devanado inductor motórico 92 comprende un amplificador de entrada 451 (veanse las figuras 12 y 18) que recibe una señal de "energía" de referencia de bajo nivel procedente del amplificador sumador principal 446 del circuito de protección y regulación 78 y funciona una corriente de salida que se amplifica sucesivamente en un amplificador del devanado inductor 458 y un amplificador de energía 460 para el devanado del inductor motorico 56 y hace que la corriente del devanado inductor I_f aumente de una forma lineal con el pedal de energía a lo largo de la característica representada en la figura 20 hasta que, en un punto correspondiente a aproximadamente el 70% del pedal de energía, un dispositivo como puede ser un diodo interruptor (ilustrado en la figura 12 de una forma esquemática solamente) cambia la ganancia de amplificador de energía 460 y produce el aplanamiento de la característica por encima de este punto. Esta característica no lineal por encima



de aproximadamente el 70% por la posición del pedal de energía produce una energía de salida del motor 54 que varia de una forma sensiblemente lineal con la posición del pedal de energía.

5. El devanado estatórico 54' del motor presenta una carga puramente resistiva al cicloconvertidor 58 en el instante de la puesta en marcha del vehículo cuando se desea que se desarrolle un par motor máximo a una corriente motórica que no exceda del 125% de la corriente de plena carga, y esto exige que el ángulo de desplazamiento DT sea de cero y que se regule el voltaje terminal del motor VT de forma que la corriente del motor no exceda de éste límite. Además, como la frecuencia del motor es cero en el momento del arranque, la salida del tacómetro de voltaje 178 es también cero (observéanse las características vt'_s representadas en la figura 12) y, por consiguiente, se debe proporcionar otra señal de entrada a los devanados primarios del sensor angular en el momento del arranque.
- 10.
- 15.
20. Cuando se pisa el pedal de energía 44 al arrancar, se suministra una señal de referencia de energía procedente del circuito de valor absoluto 444 proporcional a la posición del pedal de energía por el conductor 462 (véase la figura 18) a un regulador de corriente CR el cuál, en respuesta a ésta operación, proporciona una señal de salida a la unión sumadora 192 y por lo tanto a los amplificadores de devanado cosenusoide 194 y 198, y esto proporciona una señal de salida VT_s desde el sen-
- 25.
- 30.



- sor angular 64 que dá por resultado un voltaje terminal VT alimentado al devanado estatórico 54 del motor. Las curvas de voltaje de salida contra velocidad del sensor angular 64 en la escalada de velocidades a partir de cero hasta una velocidad de $F = 0,57$
5. resultante de las señales de salida procedente del regulador de corriente CR para las posiciones del pedal de energía del 50% y del 100% , se representa en la figura 11 indicadas como CR-50% y CR-100%.
10. La señal de referencia de "energía" en el conductor 462 procedente del amplificador de valor absoluto 444 se acopla a través de un amplificador operacional 468 y el circuito de fase-emisor de un transistor 470 con regulador de corriente CR a la
15. unión sumadora 192, y la magnitud de la señal de salida procedente del regulador de corriente CR alimentada al amplificador de devanado cosenosoide 198 varía en función a la corriente de salida de un amplificador de control de corriente CAC que recibe:
20. (1) una señal de referencia de "energía" por el conductor 142 procedente del amplificador 451 en función a la posición del pedal de energía, como primera señal de entrada; y (2) una señal de salida procedente del tacómetro del voltaje 178 en función a
25. la velocidad del motor, como una segunda señal de entrada. El amplificador de control de corriente CAC resta de la señal de "energía de referencia del pedal la señal amplificada Vt'_g procedente del tacómetro de voltaje 178 que varía con la frecuencia según se
30. representa en las figuras 11 y 12. Por consiguiente,



la característica de velocidad del voltaje de salida VR ilustrada en la figura 19 para el amplificador de control de corriente CAC tiene una pendiente negativa y varía en magnitud en función a la posición del pedal de energía.

5.

Como la corriente de salida vt'_g procedente del tacómetro de voltaje 178 es de cero a una velocidad de cero, la corriente de salida CR procedente del amplificador de control de corriente CAC será

10.

elevada en el arranque y, por consiguiente, el voltaje en el colector del transistor 470 y la señal de salida procedente del regulador de corriente CR serán elevadas en el arranque. Si se pisa a fondo el pedal de energía 44 en el arranque, la señal de salida que

15.

pasa por el conducto 142 procedente de la red de nivel de limitación de amplitud 451 es del 100% y como ésta es la única corriente de entrada al amplificador de control de corriente CAC, se alimentará aproximadamente 2,0 voltios al colector del transistor

20.

470 y un 100% de la señal de salida se alimentará desde el regulador de corriente RC al amplificador de devanado cosenusoide 198, activando de éste modo el devanado estatórico del motor 54 en el arranque con el voltaje representado a 0,8 voltios relativos

25.

en la figura 11.

En éste momento se acelerará el motor 50, aumentará su frecuencia, aumentará la corriente de salida vt'_g del tacómetro de voltaje 178 (que es una corriente de entrada al amplificador de control de corriente CAC) de una forma lineal con la frecuen-

30.



5. cia (según se representa en la figura 11.) y se restará la señal de referencia "energía" y la señal de salida VR procedente del amplificador de control de corriente CAC disminuirá correspondientemente según se representa en la figura 19 y se reducirá el voltaje del colector en el transistor 470 y la señal de salida procedente del regulador de corriente CR.

10. La señal de referencia de "energía" en el conductor 462 proporcional a la posición del pedal de energía se alimenta a la entrada de inversión del amplificador operacional 468. A medida que se pisa más a fondo el pedal 44, la polarización en sentido directo en la base del transistor 470 varía para aumentar la corriente de salida del regulador de corriente CR y aumentar por lo tanto la señal de salida procedente del amplificador del devanado cosenusoide 198.

15. La corriente de entrada sin inversión del amplificador operacional 468 recibe una señal de entrada procedente de los transformadores de corriente 90 en función a la corriente del generador 30 en las barras colectoras de energía 38, y dicha señal de entrada se efectúa en una dirección que invierte la polaridad de la base del transistor 470 y reduce la señal de salida del regulador de corriente CR. La señal de referencia de energía en la señal de entrada de inversión al amplificador operacional 468 y la señal proporcional a la corriente motórica en la entrada sin inversión tienden a equilibrarse de forma que la señal de salida procedente

20.

25.

30.



del regulador de corriente CR al amplificador de devanado cosenusoide 198 alcanza un voltaje que produce un voltaje terminal motórico VT y una corriente del inducido del motor I_a correspondiente a la posición del pedal de energía 44.

5.

La señal vt'_g procedente del tacómetro de voltaje 178 se resta en el amplificador de corriente CAC de la señal de referencia de energía, y esto cambia el voltaje del colector en el transistor 470 y establece la salida del regulador de corriente a un valor que solamente se puede dar por resultado un voltaje terminal del motor deseado VT

10.

Si la señal de salida procedente del regulador de corriente CR y la señal de salida vt'_g del tacómetro de voltaje 178, (que se suma en la unión sumadora 192), dan por resultado un voltaje terminal del motor VT y una corriente consiguiente

15.

I_a que excede de la graduación de corriente deseada, la señal de corriente de retroalimentación procedente de los transformadores de corriente 90 al amplificador operacional 468 remitirá la corriente de salida del regulador de corriente y por lo tanto reducirá el voltaje terminal del motor VT.

20.

25.

Como la característica de velocidad de voltaje VR (vease la figura 19) del amplificador de control de corriente CAC tiene una pendiente negativa, la contribución del regulador de corriente CR al voltaje motórico VT ser a

30.

cada vez menor a medida que acelera el motor 50



- hasta que, a una velocidad de $F = 0,57$, la salida del regulador de corriente CR será de cero. De este modo, hasta una velocidad de $0,57$ la corriente de salida del regulador de corriente se sumará o restará de la corriente de entrada al amplificador del devanado cosenusoide 198 de forma que la corriente del motor I_a se regula a un valor prescrito (correspondiente a las características de líneas rayas discontinuas indicadas CR en la figura 11). Más allá
5. de una velocidad de $F = 0,57$, la corriente del motor I_a depende de la corriente del inductor motorico I_f , la magnitud de la señal de salida del sensor angular VT_s y el ángulo de desplazamiento DT_s .
- 10.

- Con el fin de iniciar la activación del sistema de accionamiento 10, el conductor elige un conmutador eléctrico de palanca de dos direcciones SW (vease la figura 18) en el cuadro de mandos del vehículo para conectar la bobina del relé VR a través de los conductores + y - de la fuente de energía.
15. El relé VR funciona como sigue:
- 20.

Cierra los contactos VR1 para activar el devanado del campo inductor del generador 34; y

Cierra los contactos VR2 para preparar un circuito al relé maestro de control CR.

25. Si el conductor desplaza el selector de dirección de masa y límite de velocidad DS en la dirección del avance para cerrar los contactos del interruptor limitador DSF1 (o en dirección inversa al cerrar los contactos del interruptor limitador DSRI) y pisa también el pedal 44 que hace funcionar
- 30.



un interruptor limitador 44-1, se cierra un circuito que conecta la bobina del relé maestro de control CR a través de los conductores de la fuente de energía.

5. El relé maestro de control CR funciona como sigue:

Cierra los contactos CR1 para completar un circuito de cierre en serie con los contactos ZSP de un dispositivo de enclavamiento que se abre a una velocidad de cero y se cierra cuando el vehículo está en movimiento.

10.

Cierra los contactos CR2 para completar un circuito activador por el conductor 480 a la bobina del relé SINF.

15.

Cierran los contactos CR3 para completar un circuito activador a la bobina del relé de avance del devanado cosenosoide COSF en serie con los contactos del interruptor limitador del selector de dirección de marcha DSF3; y

20.

Cierran los contactos CR4 y CR5 para preparar los circuitos a los relés SINR y COSR.

El relé SINF funciona como sigue:

Cierra sus contactos SINF1 y SINF2 para conectar el devanado sinusoidal 58 al amplificador sinusoidal 174 en la dirección de avance; y

25.

Cierra los contactos SINF3 para completar un circuito activador a la bobina del relé del tacómetro sinusoidal SINT en serie con los contactos del selector de dirección de marcha DSF2.

El relé COSF funciona como sigue:

30.

Cierra sus contactos COSF1 y COSF2 para co-

379639



nectar el devanado cosenusoide del sensor angular 70 al amplificador cosenusoide 198 en la dirección de avance; y

5. Cierra sus contactos COSF3 para completar un circuito de cierre

El relé SINT funciona como sigue:

Cierra sus contactos SINT1 para conectar el amplificador sumador principal 446 al tacómetro sinusoidal 138 y tacómetro de voltaje 178.

10. El devanado sinusoidal del sensor angular 68 se debe invertir durante el frenado y dicha inversión debe tener lugar a un voltaje sinusoidal de cero y el relé SINT controla la acumulación de voltaje en el amplificador sinusoidal 174.

15. Con ambos relés SINT y COSF en funcionamiento, los devanados sinusoidales y cosenusoide del sensor angular 68 y 70 se conectan en la dirección de avance y el vehículo se moverá hacia adelante. Si el selector de dirección de marcha DS estuviera en la dirección

20. de marcha atrás en el momento del arranque cuando se pisa el pedal de energía 44, el circuito no se completa al relé COSF en los contactos del interruptor limitador DSF3. En lugar de esto, el relé CR, en operación cierra sus contactos CR5 para completar un circuito

25. activador al relé COSR en serie con los contactos del selector de dirección de marcha de DSR3. El relé COSR funciona entonces para invertir la conexión del devanado cosenusoide del sensor angular 70 al amplificador del devanado cosenusoide 198 de forma que

30. el motor 50 funciona con marcha inversa.

379639



- El frenado del vehículo se puede iniciar pisando el conductor el pedal del freno 46 o desplazando el selector de dirección de marcha y límite de velocidad DS en dirección opuesta a la marcha del vehículo, y el frenado se inicia también cuando
5. la velocidad del vehículo supera al límite de velocidad impuesto por el selector DS. Según se ha explicado anteriormente, el circuito de limitación de velocidad 456 recibe una señal de límite de velocidad en
 10. función a la graduación del selector DS y suministrará una señal de error al amplificador de sustracción 434, que reduce la corriente de salida del amplificador (y por lo tanto la corriente del campo inductor motórico I_f) a cero cuando la señal de error "límite de velocidad" se equilibra con la señal de "energía"
 15. del pedal de energía 44. Cuando la corriente de entrada de la señal de error "límite de velocidad" es superior a la entrada de señal de "energía", la polaridad de la señal de salida procedente del amplificador de sustracción 434 se invierte y acciona el
 20. circuito sensor del freno 442 que hace funcionar un relé maestro de frenado. BR. El desplazamiento del selector DS en una dirección opuesta a la marcha del vehículo, da también por resultado una situación
 25. similar al límite de velocidad que invierte la polaridad de la señal de salida procedente del amplificador de sustracción 434 y acciona el circuito sensor del freno 442 para hacer funcionar el relé maestro del freno BR.
 30. Pisando el pedal del freno 46 se suministra

379639



- una señal de frenado desde el potenciómetro 436 al amplificador de subtracción 434, cuya magnitud es proporcional a la posición del pedal del freno y que barra la señal de entrada "energía" y remite la corriente de salida del amplificador de subtracción (y por lo tanto la corriente del campo inductor motórico I_f) a cero y después se acumula de nuevo hacia un máximo . La corriente de entrada de referencia del freno al potenciómetro del pedal del freno 436
5. procede del amplificador del pedal de energía 432. Si no se pisa el pedal de energía 44, la señal de freno variará de cero (cuando no se pisa el pedal del freno 46) hasta un cien por cien correspondiente a una corriente plena de devanado del inductor motórico I_f en una posición del pedal del freno del cien por cien. Si se pisa a fondo el pedal de energía 44 y se pisa también el pedal del freno 46 la entrada de señal de "energía" al amplificador de subtracción 434 se barrerá a un 50% de la posición del pedal del freno y a un 100% de la posición del pedal del freno se suministrará de nuevo un 100% de corriente del campo inductor motórico I_f .
- 10.
- 15.
- 20.

- El devanado sinusoidal del sensor angular 68 se conecta en la dirección de avance por medio del relé SINF siempre que el vehículo funcione normalmente en dirección de avance o marcha atrás y solamente se invierte el devanado sinusoidal 68 durante el frenado. La interrupción del devanado sinusoidal 68 se consigue solamente a un voltaje de cero en el amplificador sinusoidal 174 cuando un relé ZSIN (no
- 25.
- 30.

379639



ilustrado), que se activa desde la salida del amplificador sinusoidal 174 se dispara para abrir sus contactos ZSINI y abrir por lo tanto el circuito al relé SINF.

5. El funcionamiento del circuito del sensor del freno 442 completa un circuito activador al relé maestro del freno BR.

El relé BR funciona como sigue:

10. Abre los contactos BR1 para preparar el disparo del relé SINF cuando la corriente de salida del amplificador sinusoidal 174 es de cero y se abre el dispositivo de enclavamiento ZSIN.

15. Abre los contactos BR2 para disparar el relé SINT, que se dispara para desactivar el amplificador sinusoidal 174; y

Cierra los contactos BR3, BR4 y BR5 para hacer funcionar los relés SINR, COSRX y BRY.

El relé SINR funciona como sigue:

20. Cierra sus contactos SINR1 y SINR2 para invertir la conexión del devanado sinusoidal del sensor angular 68 al amplificador sinusoidal 174.

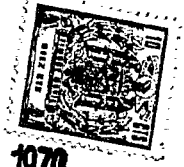
El relé COSRX funciona como sigue:

25. Abre los contactos COSRX1 para abrir un circuito de cierre para el relé COSF; y

Cierra los contactos COSRX2 para preparar un circuito y activar el relé COSR cuando se dispara el relé COSF.

El relé COSR funciona como sigue:

30. Invierte la conexión del amplificador cosenoide del sensor angular 198.



9 JUN 1970

El relé BRY funciona como sigue:

5. Abre los contactos BRY1 (ilustrados también en la figura 12) para reducir el nivel al que las señales VT_s se limitan en el circuito limitador de amplitud 84 a aproximadamente 0,2 de la cresta máxima y por lo tanto para limitar el voltaje terminal VT al devanado estatórico del motor 54; y

10. Cierra los contactos BRY2 (ilustrados también en la figura 12) para reducir la ganancia del amplificador del devanado inductor 458 y limitar la corriente del campo inductor I_f al devanado del motor a un valor que (junto con la reducción en VT) no dé por resultado una energía regenerativa retroalimentada desde el motor 54 al motor diesel 20 más allá de la capacidad de absorción del motor de combustión interna.

20. La inversión del devanado sinusoidal 68 y devanado cosenosoide 70 dá por resultado un frenado regenerativo del motor 50. Reduciendo el nivel de limitación de amplitud abriendo los contactos BRY1 se reduce la magnitud de la señal de entrada VT_s al cicloconvertidor 58 y por lo tanto se reduce el voltaje terminal VT en el devanado estatórico 54 del motor y limita la cantidad de energía regenerativa que se puede retroalimentar desde el motor 50 a través del cicloconvertidor 58 al motor diesel 20 en condiciones de frenado a aproximadamente el 50%.

30. A pesar de que se ha descrito e ilustrado solamente una modalidad del invento, muchas modificaciones y variaciones resultarán evidentes a los



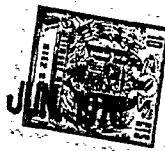
5. expertos en la materia y, por consiguiente se pretende que las reivindicaciones adjuntas protejan todas aquellas modificaciones y variaciones que queden comprendidas dentro del verdadero espíritu y alcance del invento.

N O T A

10. Descrita suficientemente la naturaleza del invento, así como la manera de realizarlo en la práctica, debe hacerse constar que las disposiciones anteriormente indicadas son susceptibles de modificaciones de detalle en cuanto no alteren su principio fundamental. También se hace constar que el invento corresponde a una solicitud de patente presentada en Norteamérica con el número 824.223 de 13 de mayo de 1969, acogiéndose por lo tanto a los beneficios que conceden los Convenios Internacionales en vigor, siendo lo que constituye la esencia del referido invento y por lo que solicita Patente de Invención por 20 años en España sobre: PERFECCIONAMIENTOS EN SISTEMAS DE ACCIONAMIENTO POR MOTOR ELECTRICO SINCRONO, caracterizándose por lo siguiente:

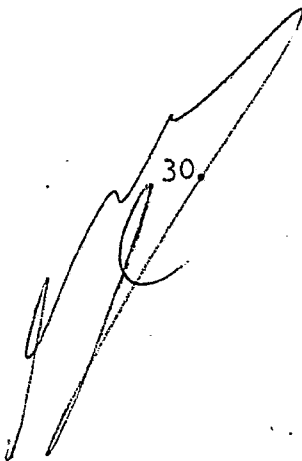
25. 1.- Perfeccionamientos en sistemas de accionamiento por motor eléctrico sincrónico del tipo que comprenden niveles de salida de energía selectivamente variables y que proporciona energía de salida constante en una escala de velocidades por cada nivel de salida de energía de salida elegido y dispuesto para ser activado por una fuente de corriente alterna, caracterizados porque dichos sistemas comprenden un motor eléctrico sincrónico que tiene un

30.



- devanado estatórico y un rotor, y medios para generar polos magnéticos en dicho rotor, y donde el ángulo de desplazamiento entre dichos polos magnéticos en dicho rotor del motor y el campo magnético generador por dicho devanado estatórico del motor varía
5. con la velocidad del motor desde la velocidad básica $F = 1,0$ en el límite inferior de la escala de velocidades hasta una velocidad superior predeterminada; medios que funcionan conectados al rotor del motor para
10. generar una señal de salida VT_g modulada a una frecuencia que está en función a la velocidad de dicho motor; un transformador de frecuencia conectado entre dicha fuente de corriente alterna y dicho devanado estatórico y controlado por dicha señal de salida;
15. medios para derivar una señal de velocidad que está en función a la velocidad de dicho motor eléctrico; y medios de control sensibles a dicha señal de velocidad para cambiar de una forma selectiva la fase DT de dicha señal de salida VT_g en función a la citada
20. señal de velocidad para mantener dichos polos magnéticos en dicho rotor del motor sincronizados con el campo magnético rotativo generado por dicho devanado estatórico en la citada escala de velocidades.

25. 2.- Perfeccionamientos según la reivindicación 1, caracterizados porque dichos sistemas comprenden medios de energía para derivar de una forma selectiva una señal de energía que está en función a la salida de energía deseada de dicho motor, y porque dichos medios de control son sensibles también a la citada señal de energía derivada y varían
- 30.





- la magnitud de dicha señal de salida VT_s en función a la citada señal de energía y mantienen dicha magnitud constante en la citada escala de velocidades por cada señal de energía elegida, variando simultáneamente la fase DT de dicha señal de salida en función a la citada señal de velocidad para mantener dichos polos magnéticos en dicho rotor del motor sincronizado con el campo magnético rotativo generador por dicho devanado estatórico.
- 5.
10. 3.- Perfeccionamientos según las reivindicaciones 1 ó 2, caracterizados porque dicho motor tiene una curva, cuyo parámetro variable es la velocidad de dicho motor y cuyas coordenadas polares del vector del radio y ángulo vectorial son la magnitud VT y el ángulo de fase DT del voltaje terminal que se ha de alimentar a dicho devanado estatórico para mantener dichos polos magnéticos en dicho rotor sincronizado con el campo magnético rotativo generado por dicho devanado estatórico en la escala de velocidades, y porque dichos medios de control comprenden un primer medio generador de función sensible a la citada señal de velocidad para derivar una primera señal alterna V_s de acuerdo con una ecuación paramétrica de dicha curva; segundo medios generadores de función sensibles a dicha señal de velocidad para derivar una segunda señal alterna V_c de acuerdo con la otra ecuación paramétrica de dicha curva, y porque dichos medios de control comprenden también los citados medios para generar dicha señal de salida VT_s y compren-
- 15.
- 20.
- 25.
- 30.

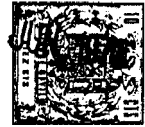


de medios de sumador vectorial que reciben dichas primera y segunda señales alternas como corriente de entrada y funcionan conectados a dicho rotor del motor para derivar las citadas señales de salida VT_s , cuya magnitud es la suma vectorial y cuyo ángulo de fase DT está en función al cociente de dichas primera y segundas señales alternas V_s y V_c y para modular dicha señal de salida VT_s a la frecuencia que está en función a la velocidad de dicho motor.

5. 4.- Perfeccionamientos según la reivindicación 3, caracterizados porque dichos primer y segundo medios generadores de función son sensibles a ambas señales de velocidad y energía.

15. 5.- Perfeccionamientos según las reivindicaciones 3 ó 4, caracterizados porque el parámetro variable de dicha curva del motor tiene un coeficiente y dicho motor tiene una pluralidad de dichas curvas, todas ellas con la misma configuración, pero cada una de las cuales tiene un coeficiente diferente para dicho parámetro y representa una energía de salida diferente de dicho motor, y porque dichos primer y segundo medios generadores de función son sensibles a dicha señal de energía y derivan una primera y una segunda señales alternas en fase V_s y V_c de acuerdo con las citadas ecuaciones paramétricas respectivamente de la curva correspondiente a cada una de las señales de energía elegida.

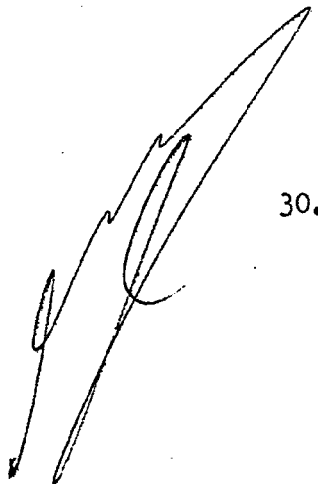
20. 6.- Perfeccionamientos según las reivin-



dicaciones 3, 4 ó 5, caracterizados porque dichos primer y segundo medios de generadores de función derivan una primera y una segunda señales alternas en fase V_s y V_c que aumentan aproximadamente por igual en función a dicha señal de velocidad partiendo de una velocidad cero del motor hasta la velocidad básica $F = 1,0$, en el límite inferior de dicha escala de velocidades y cuyas magnitudes V_s y V_c son proporcionales a dicha señal de energía, por lo que el ángulo de fase DT de dicha señal de salida VT_s es virtualmente constante desde una velocidad cero del motor a la citada velocidad básica.

7.- Perfeccionamientos según la reivindicación 6, caracterizados porque dichos primer y segundo medios generadores de función derivan una primer y una segunda señales alternas en fase V_s y V_c que varían en direcciones opuestas y cambian la fase DT de dicha señal de salida VT_s en función a la velocidad de dicho motor desde la citada velocidad básica de $F = 1,0$ hasta la citada velocidad superior predeterminada, manteniendo al mismo tiempo la magnitud de dicha señal de salida VT_s constante por cada magnitud elegida de dicha señal de energía.

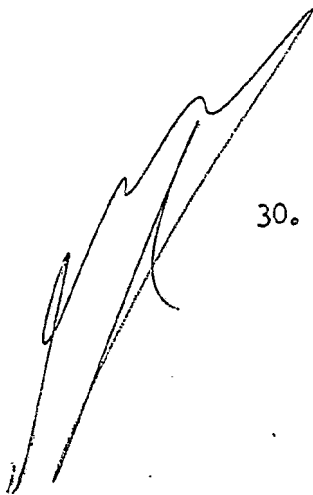
8.- Perfeccionamientos según cualquiera de las reivindicaciones 3 a 7, caracterizados porque el citado dispositivo sumador vectorial comprende un inductor rotativo que tiene un primer y un segundo devanados activadores angular





- mente desplazados acoplados a dichos primer y segundo medios generadores de función respectivamente un devanado de salida enlazado de una forma inductiva a dichos primer y segundo devanados
5. activadores donde se induce dicha señal de salida V_{T_s} y un dispositivo de rotor ferromagnético que funciona conectado al citado rotor del motor para variar cíclicamente los enlaces de flujo entre dicho devanado de salida y dichos devanados
10. activadores a medida que gira el rotor ferromagnético.

- 9.- Perfeccionamientos según la reivindicación 8, caracterizados porque el citado dispositivo sumador vectorial de inductor rotativo comprende un estator ferromagnético que tiene juegos de primeros y segundos dientes desplazados angularmente; porque dicho primer devanado activador tiene espiras que rodean a los primeros dientes individuales conectadas en serie; porque dicho segundo devanado activador tiene espiras que rodean los segundos dientes individuales conectados en serie; porque dicho devanado de salida tiene espiras que rodean primeros dientes individuales, conectadas en serie con espiras que rodean segundos dientes individuales, y porque el citado dispositivo del rotor se dispone adyacente al citado estator inductor rotativo y gira con relación al mismo y forma una parte de las líneas de flujos magnéticos generados en dichos dientes y varía cíclicamente las permeancias de dichas líneas
- 15.
- 20.
- 25.
- 30.

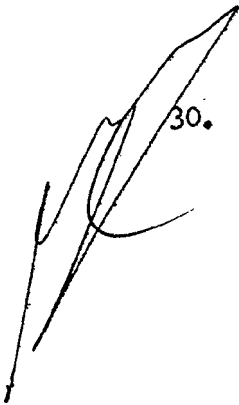




de flujo magnético a medida que gira.

- 10.- Perfeccionamientos según las reivindicaciones 8 ó 9 caracterizados porque dicho dispositivo de rotor es un elemento de rotor ferromagnético que tiene una parte de lóbulo, la cuál tiene el espacio de reluctancia magnética menor a partir de dichos dientes y una parte de depresión que tiene un espacio de reluctancia magnética mayor a partir de dichos dientes que dicha parte de lóbulo y dicho dispositivo rotor varia sinusoidalmente las permeancias de dichas líneas de flujo magnético a medida que gira.
- 5.
- 10.

- 11.- Perfeccionamientos según las reivindicaciones 9 ó 10, caracterizados porque dicho estator inductor rotativo tiene un juego de dichos primeros dientes desplazados angularmente entre sí y un juego de segundos dientes desplazados angularmente entre sí, porque dichos juegos de primeros dientes se desplaza angularmente de dicho juego de segundos dientes; porque dicho primer devanado activador tiene espiras conectadas en serie que rodean a los primeros dientes individuales etc, y porque dicho segundo devanado activador tiene espiras conectadas en serie que rodean a los segundos dientes individuales, y porque dicho devanado de salida tiene espiras conectadas en serie que rodean dientes de dicho primer juego de dientes y dientes de dicho segundo juego, por lo que la citada señal de salida V_{T_g} inducida en dicho devanado de salida está en función a la magnitud de dichas primer y segundas señales alternas en fase V_s y V_c alimentada a dichos primer y segundo devanados activadores, está
- 15.
- 20.
- 25.
- 30.





en función al ángulo comprendido entre dichos primer y segundo juego de dientes, y a la posición de dicho elemento de rotor.

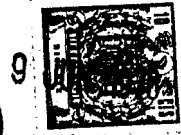
5. 12.- Perfeccionamientos según las reivindicaciones 9 a 11, caracterizados porque dicho estátor inductor rotativo es anular; porque dichos primeros y segundos dientes se extienden en sentido radial hacia el interior y dicho juego de primeros dientes se desplaza 90 grados eléctricos de dicho juego de segundos dientes.

10. 13.- Perfeccionamientos según cualquiera de las reivindicaciones 8 a 12, caracterizados porque dicho devanado de salida comprende devanados de salida de fase n , cada uno de los cuales se enlaza inductivamente a dichos devanados activadores primero y segundo, en cada uno de los cuales se induce una señal de salida de corriente alterna VT_s modulada a una frecuencia que está en función a la velocidad de dicho motor y comprende medios discriminadores entre dichos devanados de salida de fase, y dicho transformador de frecuencia para desmodular dichas señales de salida de corriente alterna VT_s inducidas en los citados devanados de salida de fase.

20. 14.- Perfeccionamientos según la reivindicación 13, caracterizados porque dichos devanados de salida de fase se desplazan angularmente $360/n$ grados eléctricos en dicho estátor de inductor rotativo.

25. 15.- Perfeccionamientos según cualquiera de las reivindicaciones 9 a 14, caracterizados por-

30.



- que cada uno de los devanados de salida de fase citados, tiene espiras conectadas en serie, que rodean unos primeros dientes individuales, conectados en serie con espiras que rodean dos segundos dientes individuales, cuyos dos primeros dientes y dos segundos dientes se desplazan $\frac{360}{n}$ grados de los dos pares de primeros dientes y segundos pares de dientes respectivamente, rodeados por espiras de los otros devanados de fase citados.
- 5.
10. 16.- Perfeccionamientos según la reivindicación 15, caracterizados porque cada uno de los citados devanados de salida de fase tiene espiras conectadas en serie que rodean a cada uno de un par de primeros dientes conectados en relación substractivas y espiras conectadas en serie que rodean a cada uno de un par de segundos dientes conectadas en relación substractivas y conectadas también en serie con dichas espiras que rodean a los citados primeros dientes para cancelar el componente básico del flujo magnético.
- 15.
- 20.
25. 17.- Perfeccionamientos según las reivindicaciones, caracterizados porque dicho motor sincrono tiene polos p y dicho devanado de salida del inductor rotativo tiene pares de polos $p/2$ y devanados de fase de salida, y dicho devanado de salida de fase comprende espiras, conectadas en serie, que rodean a uno de dichos primeros dientes en cada par polos conectadas en serie con espiras que rodean a uno de dichos segundos dientes en cada uno de los citados pares de polos y se conectan en serie
- 30.



5. con espiras dispuestas de un modo similar que rodean dos primeros dientes y dos segundos dientes de los otros pares de polos, y porque dicho dispositivo de rotor del inductor rotativo tiene lóbulos $p/2$ con depresiones entre dichos lóbulos y varia de una forma sinusoidal las permeancias de las líneas de flujo magnético a través de los dientes en todos los pares de polos citados a medida que gira.

10. 18.- Perfeccionamientos según cualquiera de las reivindicaciones 3 a 17, caracterizados porque dichos segundos medios generadores de función comprenden medios sensibles a la citada señal de velocidad para derivar una tercera señal V_T' que está en función a la coordenada polar vectorial del radio de dicha curva medios para derivar una cuarta señal que es la suma vectorial de dichas primera y segunda señales alternas; y medios para comparar dichas tercera y cuarta señal y derivar dicha segunda señal alterna V_c que esta de acuerdo con la otra ecuación paramétrica citada.

20. 19.- Perfeccionamientos según la reivindicación 18, caracterizados porque dichos primeros medios generadores de función comprenden medios sensibles a dicha señal de velocidad para derivar una primera señal de corriente continua V_s de acuerdo con la citada ecuación paramétrica; medios para generar una señal portadora; y un primer modulador acoplado a dichos medios generadores de señal portadora y a dicho primer medio de derivación de señal de corriente continua, para hacer variar la amplitud

25.

30.

- 131 - 379639



JUN 1970

de dicha señal portadora de acuerdo con dicha primera señal de corriente continua.

- 20.- Perfeccionamientos según la reivindicación 19, caracterizados porque dichos segundos medios generadores de función comprenden medios sensibles a dicha señal de velocidad para derivar una segunda señal de corriente continua VT'_s que esté en función a la coordenada polar del radio de dicha curva; medios para sumar de una forma vectorial dichas señales alternas primera V_s y segunda V_c para producir una señal resultante; medios para rectificar dicha señal resultante; medios para comparar dicha segunda señal de corriente continua y la señal rectificadora procedente de dichos medios rectificadores para derivar una señal diferencial; y un segundo modulador acoplado a dichos medios generadores de señal portadora y a dichos medios comparadores para hacer variar la amplitud de dicha señal portadora de acuerdo con la citada señal diferencia para derivar dicha señal alterna V_c de acuerdo con la otra ecuación paramétrica citada.
- 5.
- 10.
- 15.
- 20.

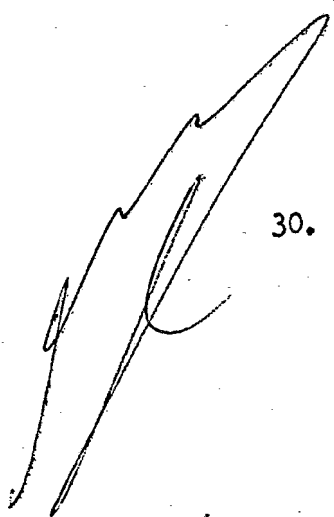
- 21.- Perfeccionamientos según cualquiera de las reivindicaciones 8 a 20, caracterizados porque los citados medios para generar polos magnéticos en dicho rotor del motor comprenden un devanado inductor y medios para activar dicho devanado inductor en función a la magnitud de dicha señal de energía y porque dichos primer y segundo medios generadores de función proporcionan una primera y una segunda señales alternas en fase V_s y V_c a dichos primer y
- 25.
- 30.



segundo devanado activadores.

- 22.- Perfeccionamientos según cualquiera de las reivindicaciones 8 a 21, caracterizados porque dichos primer y segundo medios generadores de función proporcionan una primera y una segunda señales V_s y V_c a dichos primer y segundo devanados activadores que varían en la misma dirección en función a la velocidad del motor desde una velocidad de cero hasta una velocidad básica de $F=$
5. $1,0$, en el límite inferior de dicha escala de velocidad, y que varían en dirección opuesta en función a la velocidad del motor a partir de dicha velocidad de base hasta una velocidad superior predeterminada de $F = 3,3$ y desplazan la fase de dicha señal de salida VT_s en función a la velocidad del motor desde dicha velocidad básica hasta la citada velocidad superior predeterminada y mantiene la magnitud de dicha señal de salida VT_s constante en la citada gama de velocidades por cada una de las magnitudes elegidas de dicha señal de energía.
10.
15.
20.

- 23.- Perfeccionamientos según cualquiera de las reivindicaciones 8 a 22, caracterizados porque dichos sistemas comprende medios reguladores para proporcionar una señal a uno de dichos devanados activadores, cuya magnitud está en función a la citada señal de energía desde la velocidad cero del motor a la citada velocidad básica, por lo que dicha señal de salida VT_s se induce en dicho devanado secundario y el par motor queda dis-
25.
30.





ponible en el momento del arranque.

- 24.- Perfeccionamientos según cualquiera de las reivindicaciones 8 a 23, caracterizados porque dicha fuente de corriente alterna y dicho devanado
5. estatórico del motor, tienen tres fases y porque dicho devanado de salida del inductor rotativo del sumador vectorial comprende devanados de salida trifásicos y porque dicho transformador de frecuencias es un ciclo convertidor y comprende un juego de rectificadores
10. controlados entre cada fase de dicho devanado estatórico del motor dicha fuente de corriente alterna, comprendiendo cada juego un par de rectificadores controlados de polos opuestos, conectados a cada fase A,B, C, de dicha fuente y porque comprende un dispositivo
15. de circuito de excitación o disparo controlado por la señal de salida polifásica VT_s procedente de dichos devanados de salida trifásicos del citado inductor rotativo para derivar señales de desconexión cíclica, para los citados rectificadores controlados.
20. 25.- Perfeccionamientos según la reivindicación 24, caracterizados porque dichos sistemas comprenden medios para derivar señales de referencia A,B,C, que están en función a los voltajes de fase de dicha fuente de corriente alterna y porque
25. dichos medios de excitación o disparos comprenden medios para combinar dichas señales de referencia A,B,C, y las señales de salida de fase VT_s procedentes de dichos devanados de salida de fase de dicho inductor rotativo para derivar señales de secuencias compuestas $A + VT_s$, $B + VT_s$, $C + VT_s$, y medios con-
- 30.

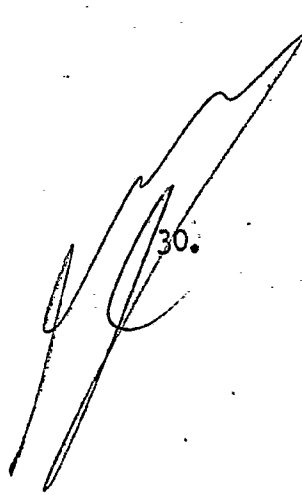


trolados por dichas señales de secuencia para derivar las citadas señales de desconexión ciclica para dicho rectificadores controlados.

5. 26.- Perfeccionamientos según la reivindicación 25, caracterizados porque dichos sistemas comprenden medios discriminadores para demodular dichas señales de salida de fase VT_s procedentes de dichos devanados de fase del inductor rotativo para derivar señales de salida demoduladas VT_s , y medios de circuito limitador de amplitud que se conectan entre dichos medios discriminadores y dichos medios de circuito excitador o de disparo para derivar la amplitud de las citadas señales de salida de fase demoduladas VT_s , por lo que se puede reducir la tensión de régimen de dichos rectificadores controlados.
- 10.
- 15.

20. 27.- Perfeccionamientos según las reivindicaciones 24, 25 o 26, caracterizados porque dicho cicloconvertidor comprende un reactor, que tiene una toma media entre cada fase del citado devanado estatórico del motor y cada juego de rectificadores controlados, conectandose el citado devanado estatórico de fase del motor a dicha toma media, y porque los ánodos de todos los rectificadores controlados de cada uno de dichos juegos, que tienen una polaridad, se hacen comunes y se conectan a un extremo de dicho reactor y los cátodos de todos los rectificadores controlados de dicho juego, que tienen la polaridad opuesta, se hacen comunes y se conectan al extremo opuesto de dicho reactor.
- 25.

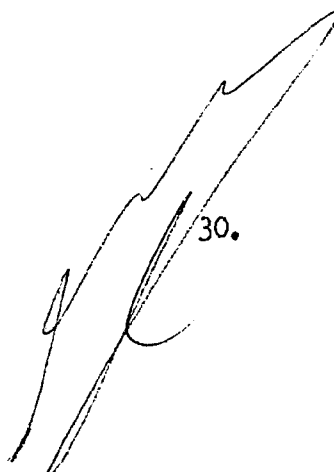
30. 28.- Perfeccionamientos según las reivindicaciones 26 o 27, caracterizados porque los citados me-





5. díos de derivación de señales de desconexión cíclica comprenden una pluralidad de medios detectores de cruzamiento de voltaje cero asociados con cada uno de los citados juegos de rectificadores controlados y cada uno de los citados medios detectores de cruzamiento cero recibe una de las citadas señales de secuencia $B + VT_g$, como señal de entrada, y porque comprende también una pluralidad de medios controlados cada uno por uno de los citados medios detectores de cruzamiento de voltaje cero para derivar señales de desconexión cíclica para uno de dichos pares de rectificadores controlados de polos opuestos cuyo par se conecta a una fase de dicha fuente de corriente alterna distinta a la fase de la que se deriva la entrada de señal de secuencia $B + VT_g$ a los medios detectores correspondientes.
- 10.
- 15.

20. 29.- Perfeccionamientos según la reivindicación 28, caracterizados porque dichos medios detectores de cruzamiento cero proporcionan una primera y una segunda señales de salida, cuando dicha entrada de señal de secuencia $B + VT_g$ cruza un punto cero en las direcciones de funcionamiento positivo y de funcionamiento negativo respectivamente, y cada uno de dichos medios para derivar señales de desconexión cíclica, para uno de dichos pares, de rectificadores controlados de polos opuestos comprende un primer y un segundo flip-flops o báscula, acoplados a dichos medios de detección de cruzamiento cero y dispuestos para ser conectados por dicha primera y segunda señales de salida, respectivamente, y porque comprende un
- 25.
- 30.



379639

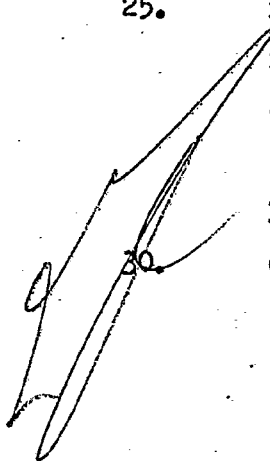


5. primer y un segundo osciladores, controlados por dichos primer y segundo flip-flops o básculas y medios rectificadores, para acoplar dichos primero y segundo osciladores a las fuerzas de dicho par de rectificadores controlados de polos opuestos, respectivamente, por lo que se alimentan impulsos de disparos de corriente continua sucesivos a las fuerzas de dicho rectificadores controlados.

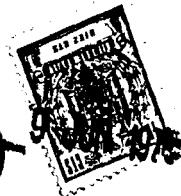
10. 30.- Perfeccionamientos según la reivindicación 8, caracterizados porque dichos sistemas comprenden un primer medio conmutador para invertir de una forma selectiva la activación de dicho segundo devanado activador, por lo que la fase DT del voltaje VT alimentado por dicho transformador de frecuencia a dicho devanado estático, se desplaza para controlar la dirección de rotación o par-motor de dicho motor.

15. 31.- Perfeccionamientos según la reivindicación 30, caracterizados porque dichos sistemas comprenden un segundo medio conmutador para invertir de una forma selectiva la activación de dicho primer devanado activador, por lo que el ángulo de desplazamiento DT entre dichos polos magnéticos de dicho rotor del motor y dicho campo magnético generado por el citado devanado estático del motor cambia de positivo a negativo y dicho motor se frena de una forma regenerativa cuando dichos primero y segundo medios conmutadores entran en funcionamiento.

20. 32.- Perfeccionamientos según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 31, caracterizados porque dicho motor sincrónico es del tipo inductor que tiene



379639



un rotor sólido y porque dichos medios para generar polos magnéticos en dicho rotor del motor comprenden un primer devanado inductor en el estator de dicho motor.

5. 33.- Perfeccionamientos según la reivindicación 32, caracterizados porque dicho rotor del motor se compone de material ferromagnético y tiene partes polares saliente separadas circunferencialmente que proporcionan una línea de baja reluctancia al estator del motor y partes cordales entre dichas partes polares que forman un espacio de aire de elevada reluctancia con dicho estator del motor.
- 10.

15. 34.- Perfeccionamientos en sistemas de accionamiento por motor eléctrico sincrónico, tal y como queda sustancialmente descrito en la presente Memoria y en los dibujos adjuntos.

Esta Memoria consta de ciento treinta y siete hojas escritas a máquina por una sola cara.

Madrid, 9 JUN. 1970

ALLIS-CHALMERS MANUFACTURING COMPANY.

J. GOMEZ ACEBO Y MODEY
p. p. Firmado: A. GARCIA BRAVO



379 619



ESCALA VARIABLE

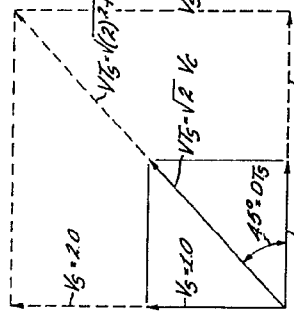


Fig. 10a

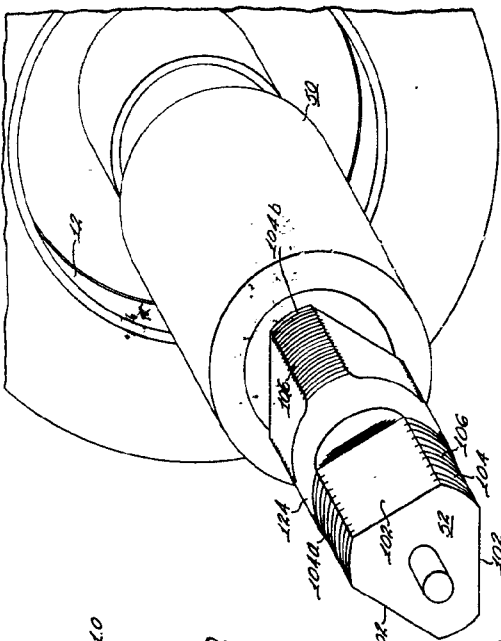


Fig. 10b

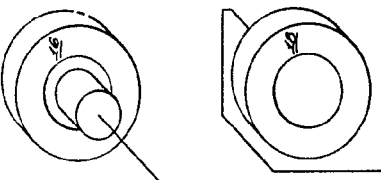
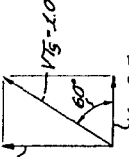


Fig. 1

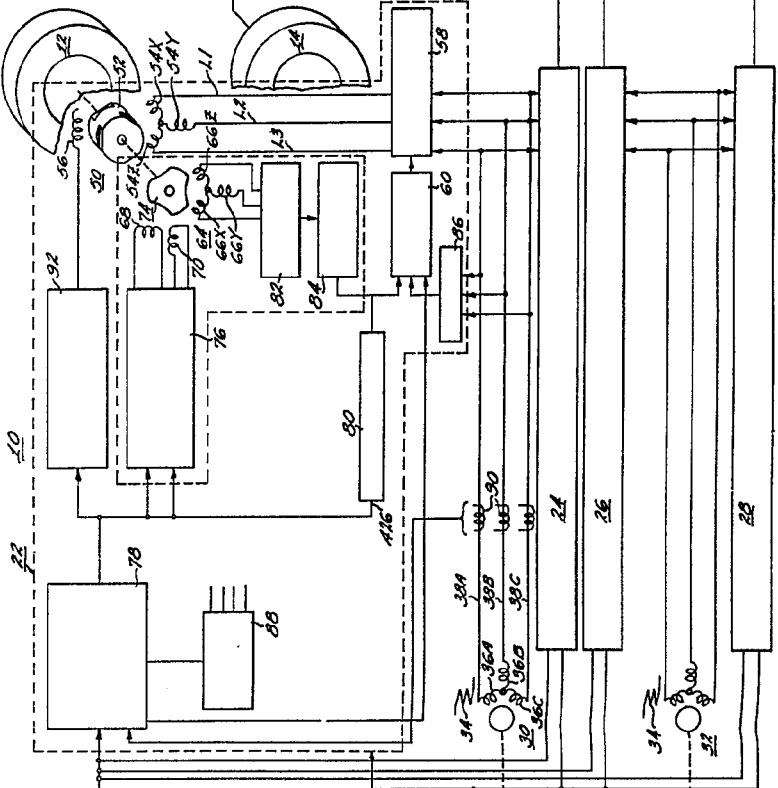


Fig. 3

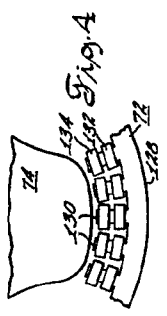
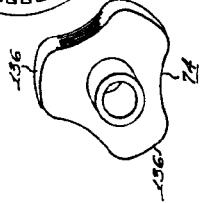
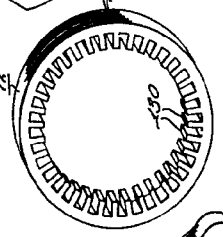


Fig. 4

9 JUN 1970

Madrid

A. GÓMEZ ESCOBAR Y MOTER
 P. F. FERRAZ A. GARCÍA BUI

379639

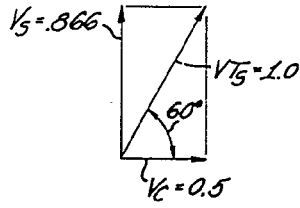


Fig. 10

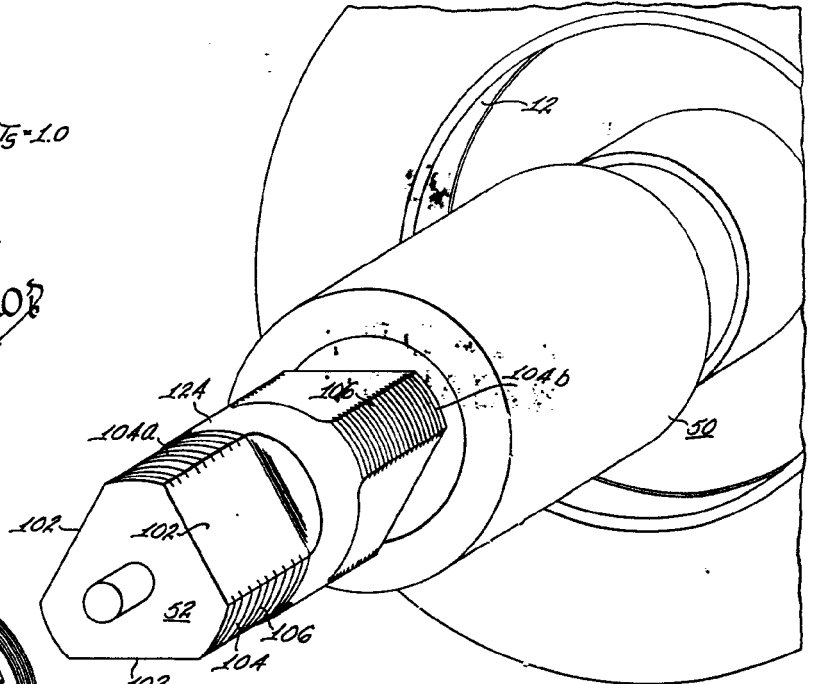


Fig. 3

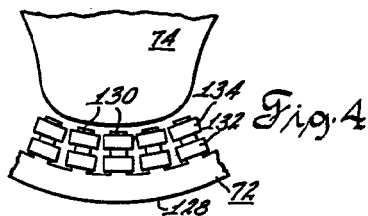
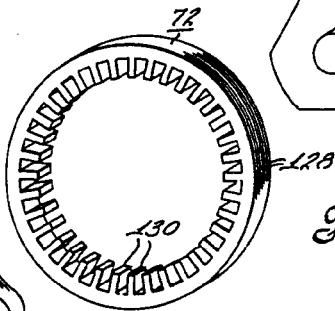
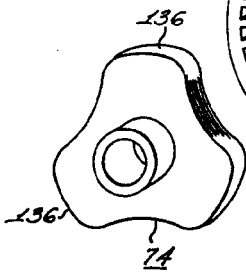


Fig. 4

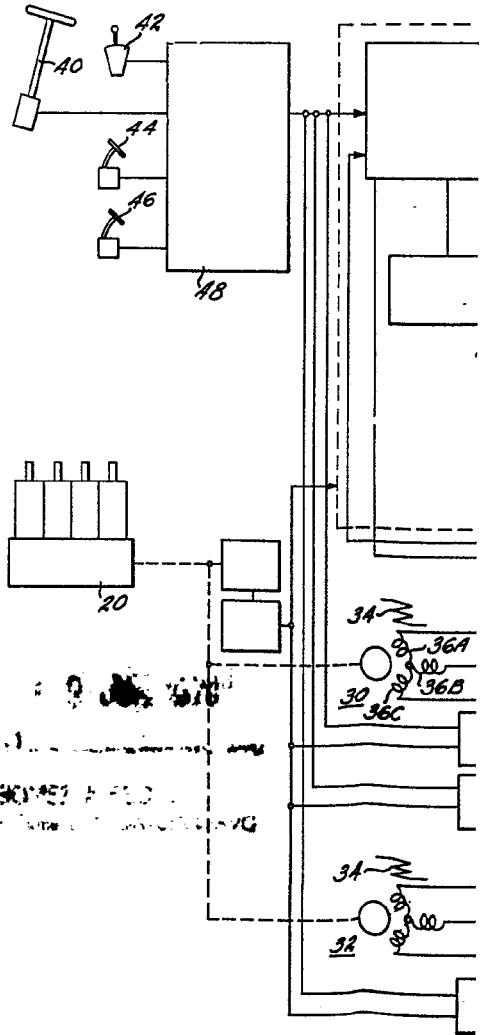
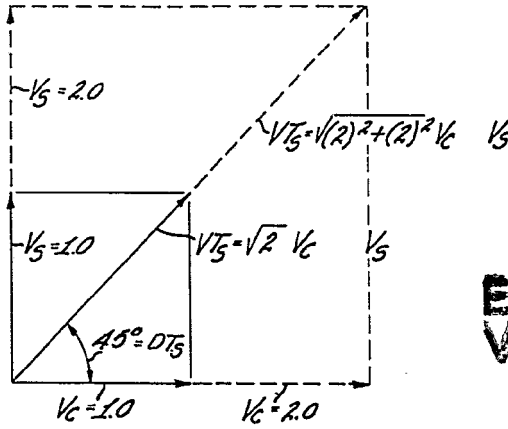
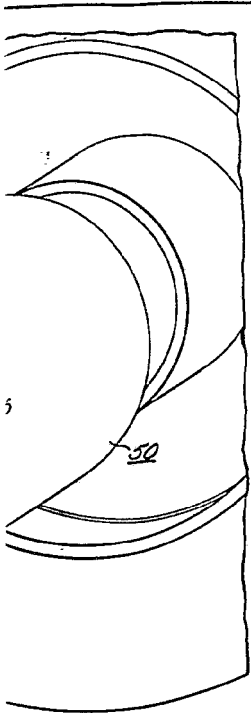


Fig. 5

379639



ESCALA VARIABLE

Fig. 10a

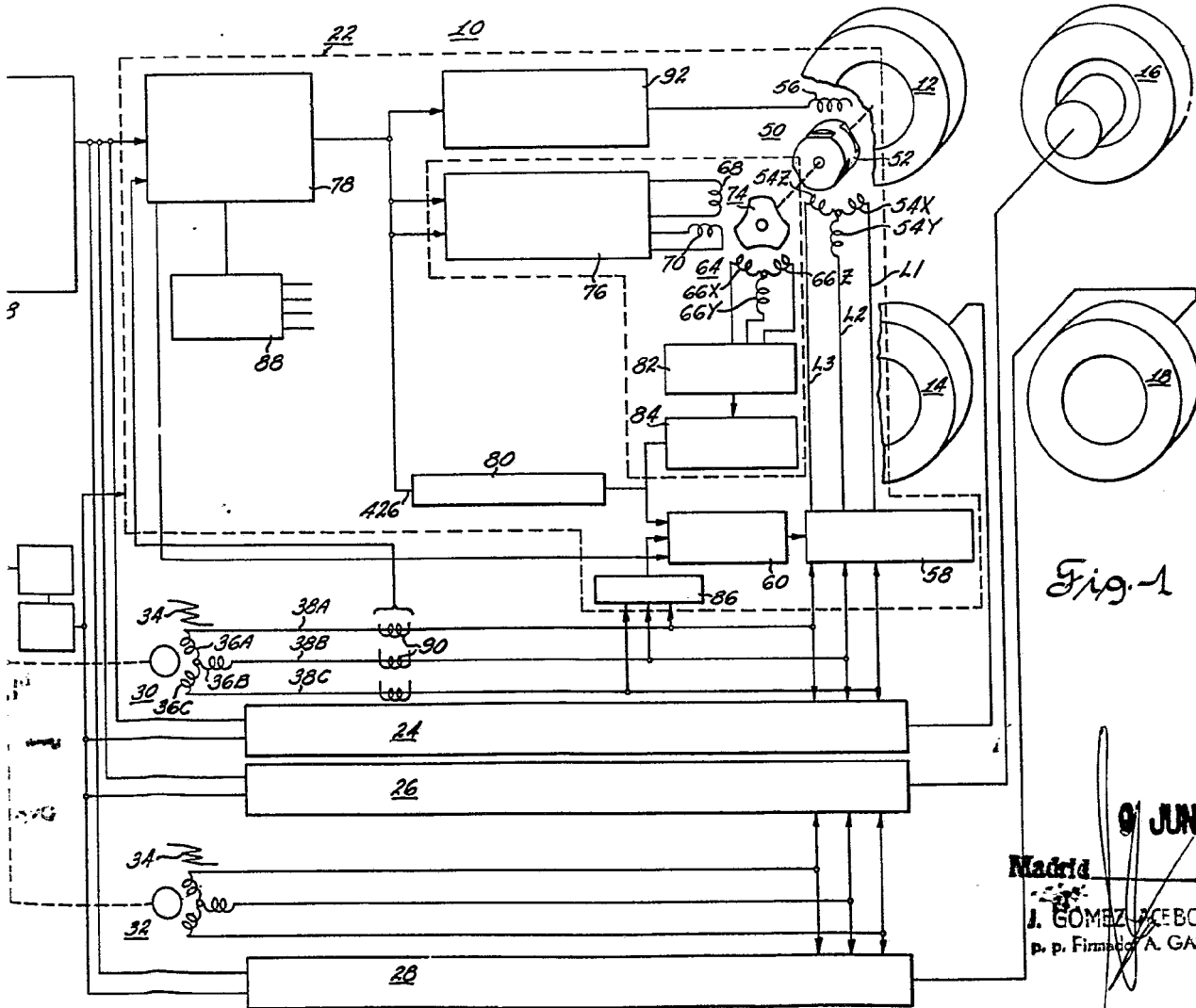


Fig. 1

9 JUN 1970

Madrid
 J. GOMEZ ACEBO Y MODEY
 p. p. Firmado A. GARCIA BRAVO

379639



ESCALA VARIABLE

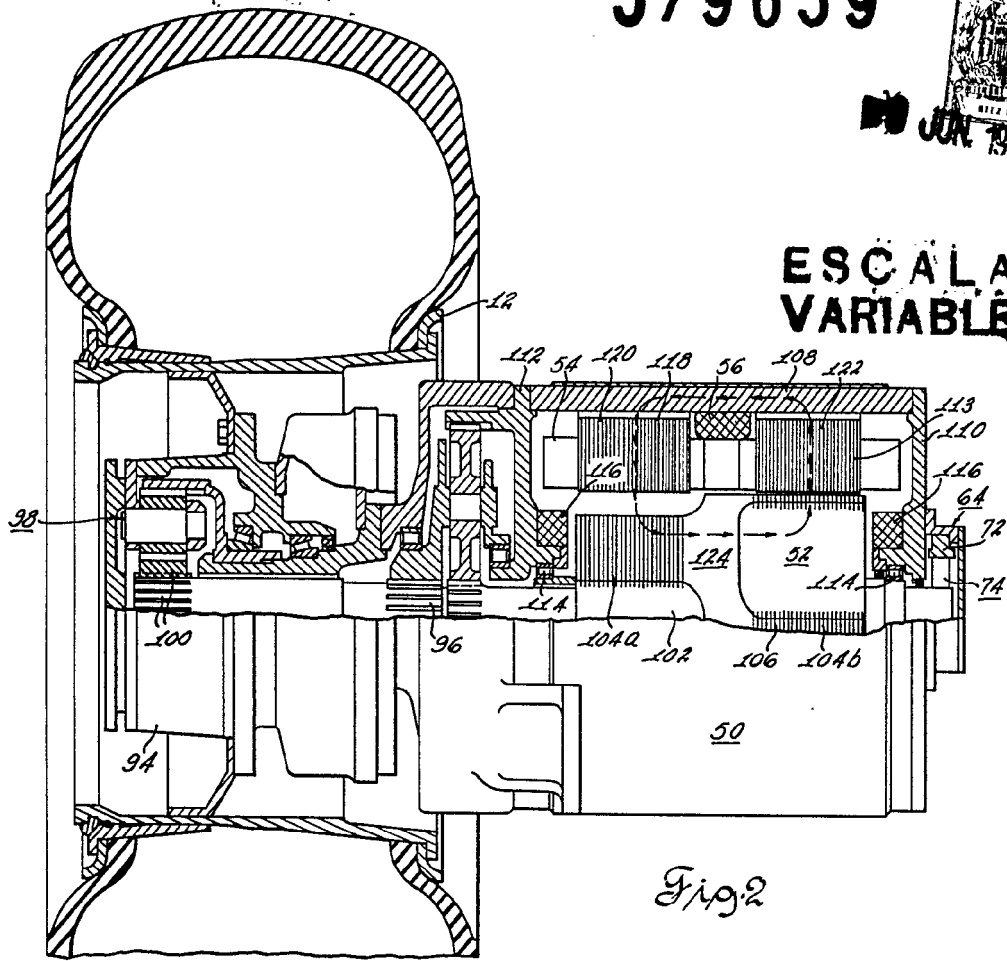


Fig. 2

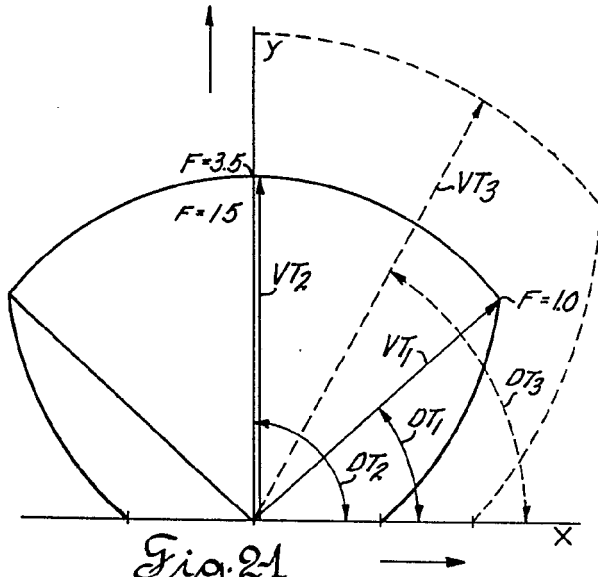


Fig. 21

19 JUN 1970
 Madrid
 J. GOMEZ ACEBO Y CAJA
 p. p. Firmado: A. GARCIA BRAVO

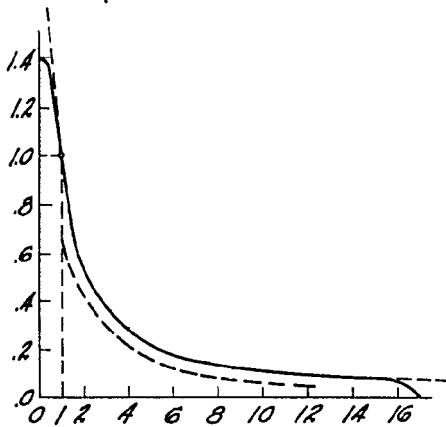


Fig. 5

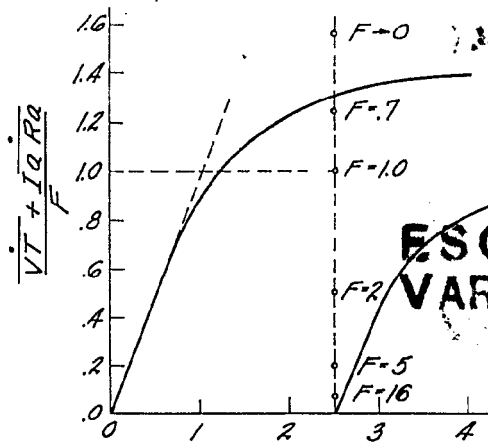


Fig. 6

ESCALA VARIABLE

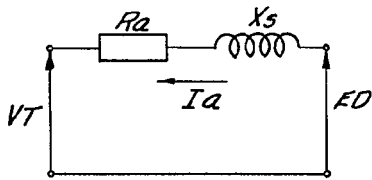


Fig. 7a

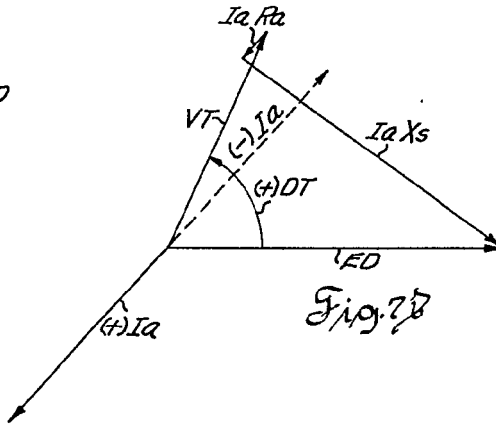


Fig. 7b

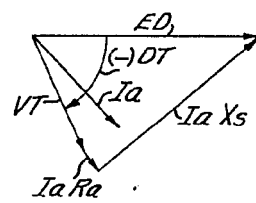


Fig. 7c

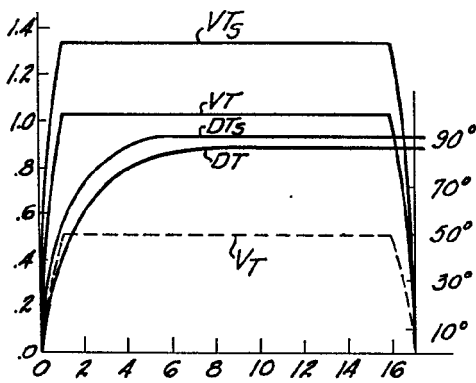
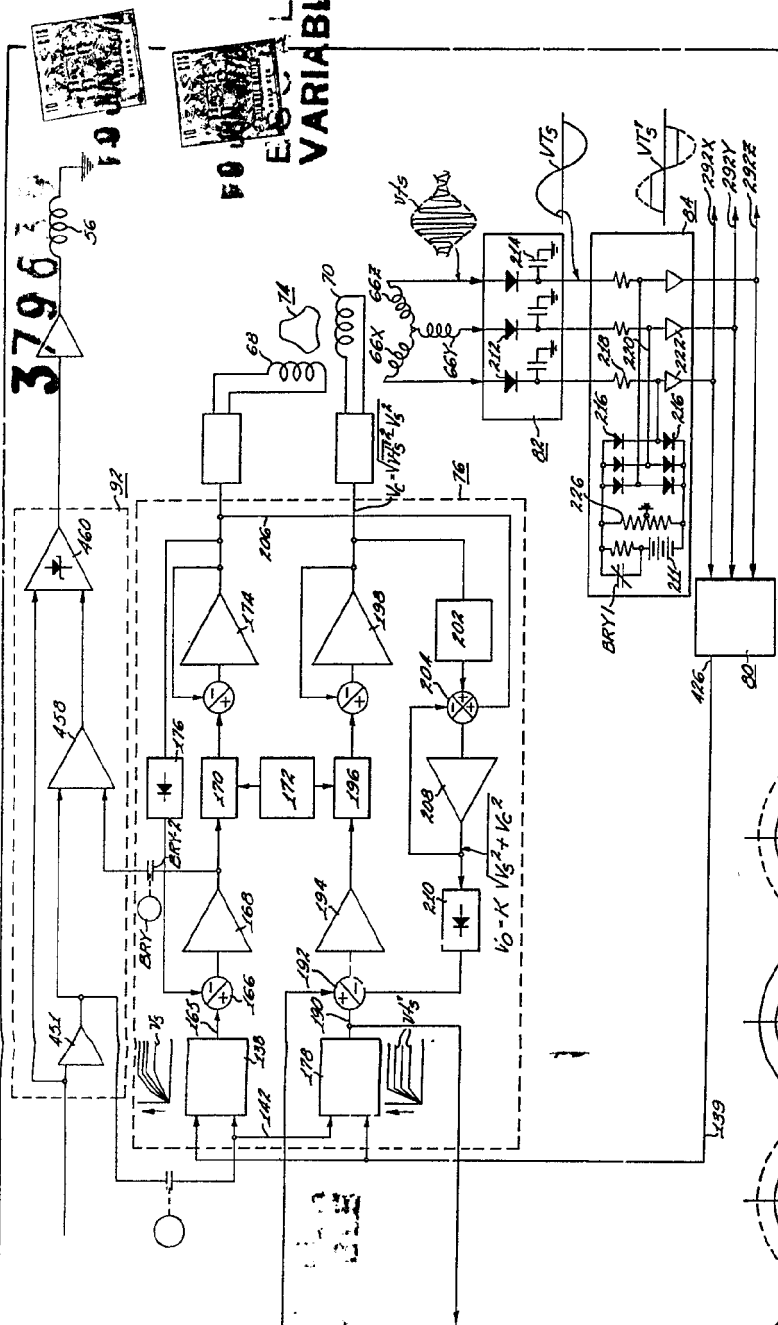


Fig. 8

Madrid 9 JUN 1972
 J. GOMEZ AZEBO Y MODET
 p. p. Firmado por GARCIA BRAVO

379639

Fig. 12



LA VARIABLE

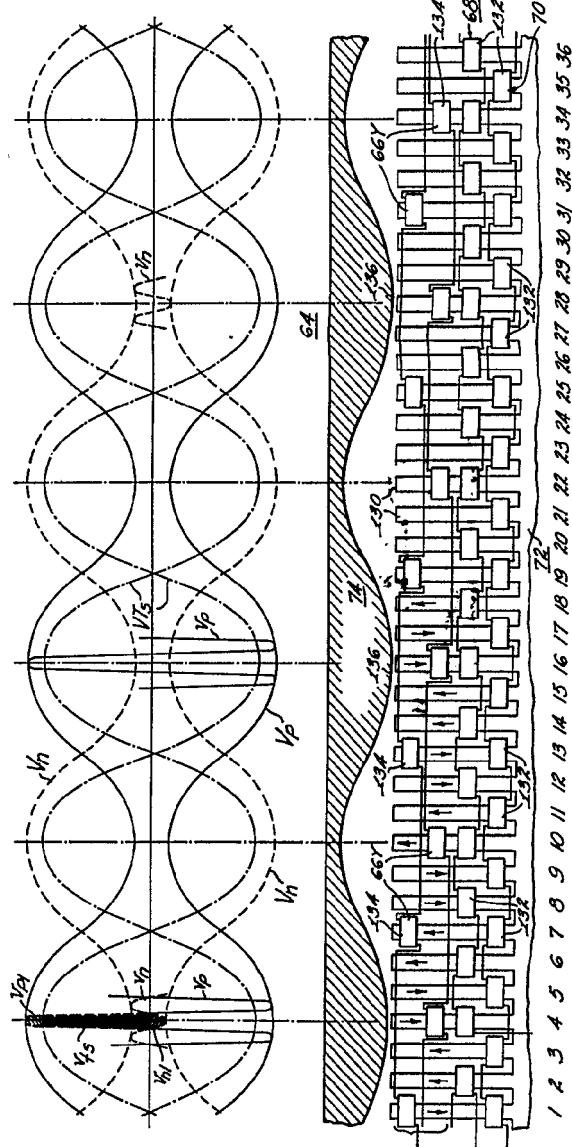


Fig. 9

9 JUN 1970

Mand. 14

J. GOMEZ A. BOY MODET
A. P. Firmado: A. LUCIA MUÑOZ

379639

Fig. 12

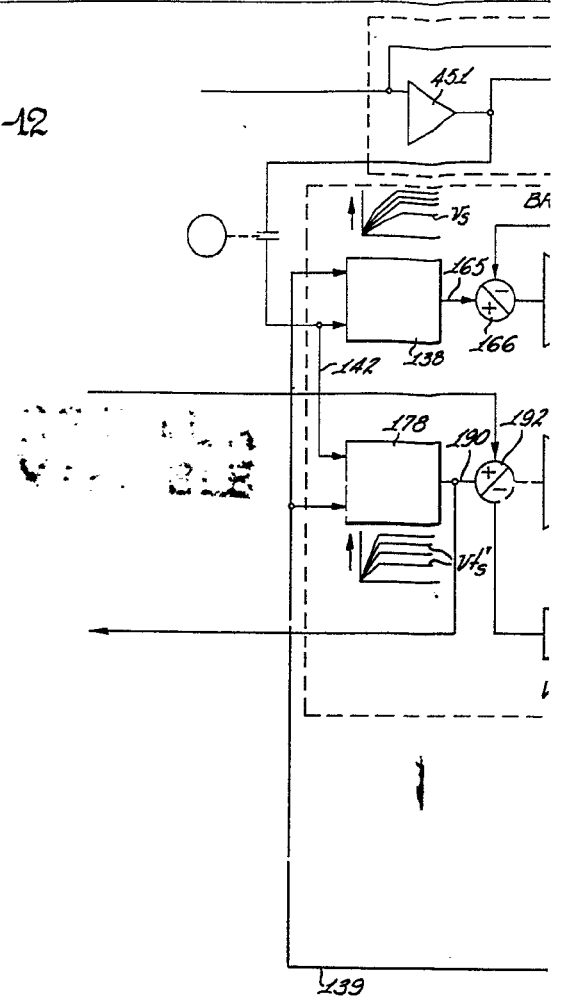
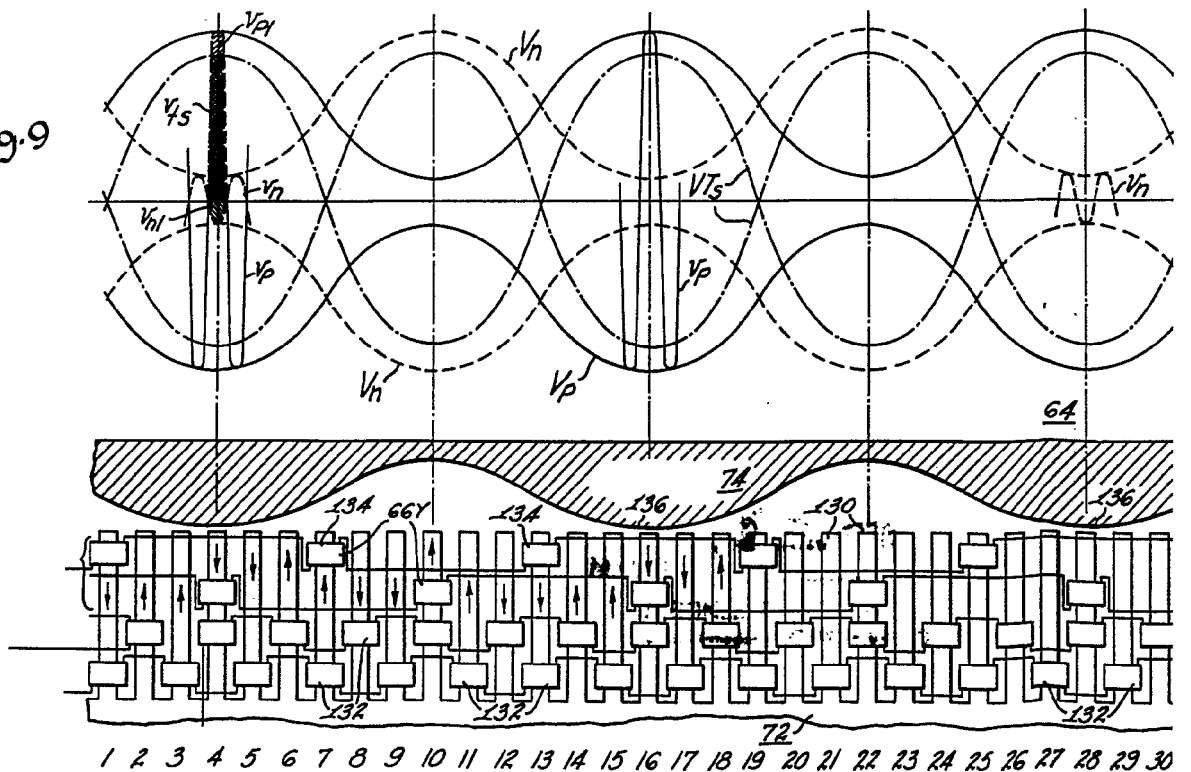
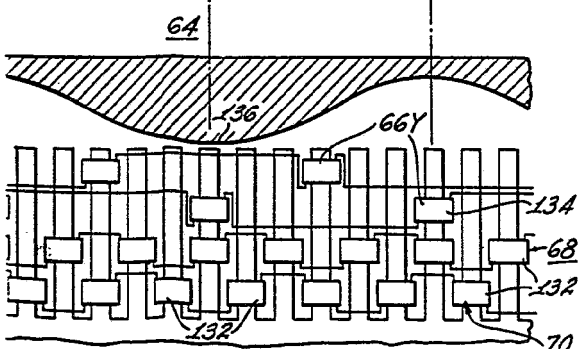
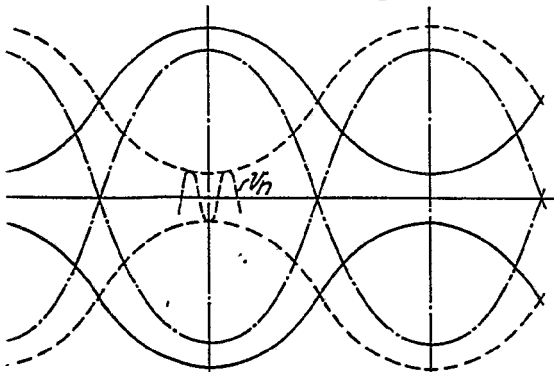
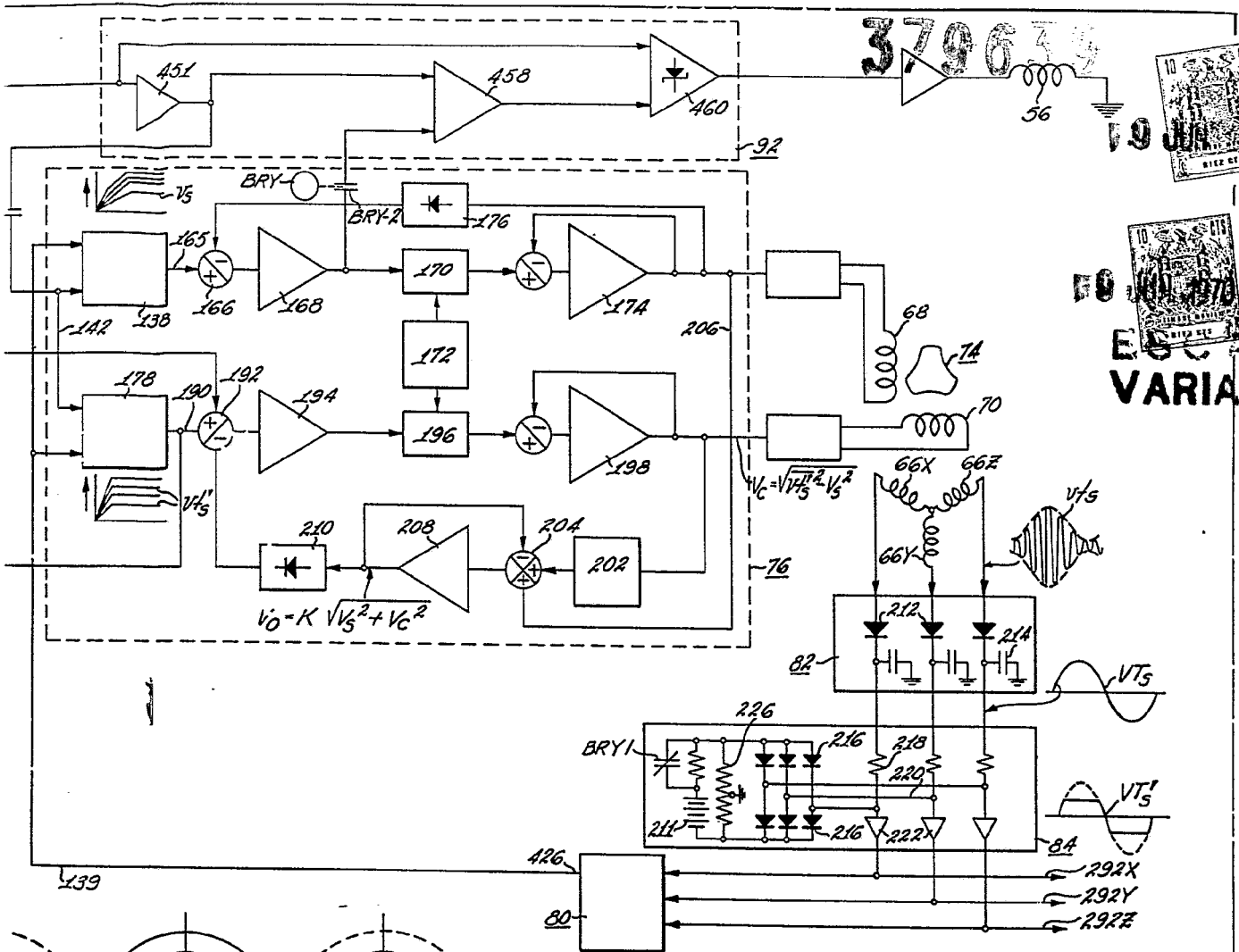


Fig. 9





23 24 25 26 27 28 29 30 31 32 33 34 35 36

9 JUN 1970

Madrid

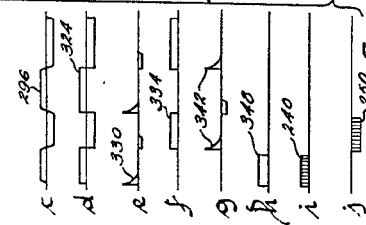
J. GOMEZ ACEBO Y MODET

p. p. Firmador: A. GARCIA BRAVO

379659

379659

379659



ESCALA VARIABLE

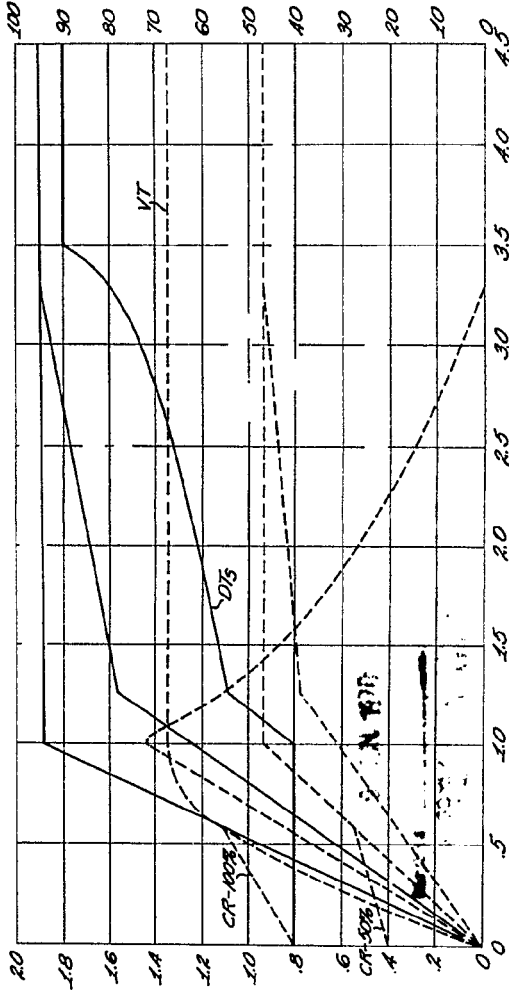
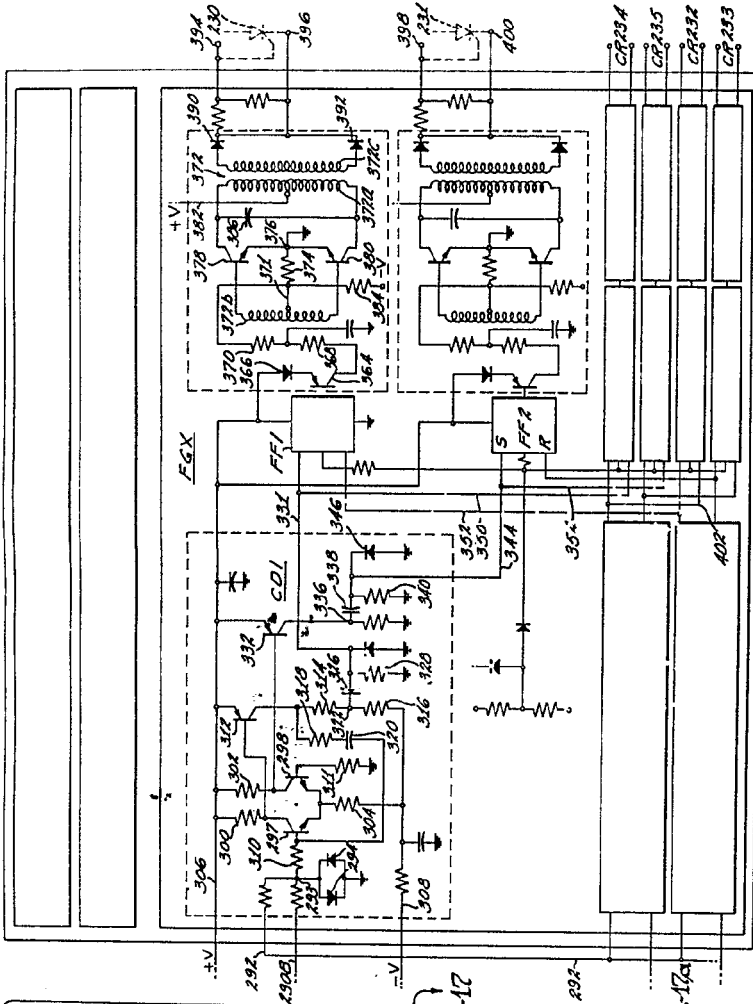


Fig. 1-1

Fig. 1-2

Madrid
 J. GOMEZ GARCIA Y MONTES
 P. P. Firmado GARCIA BRAVO

9 JUN 1970

379639

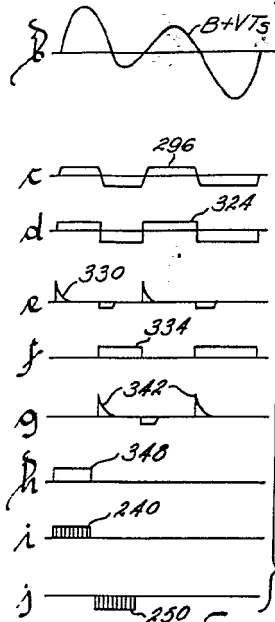


Fig. 17

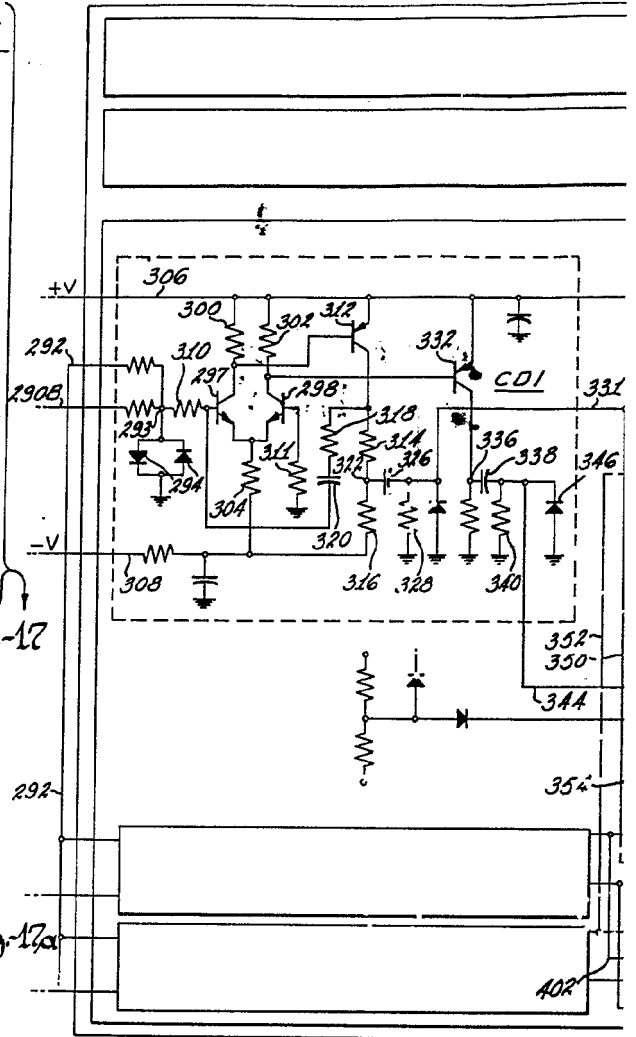
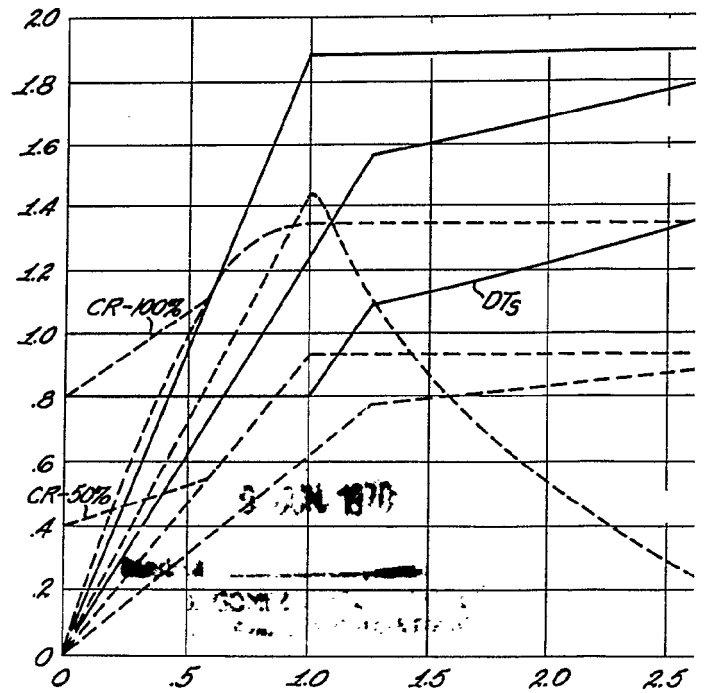


Fig. 17a

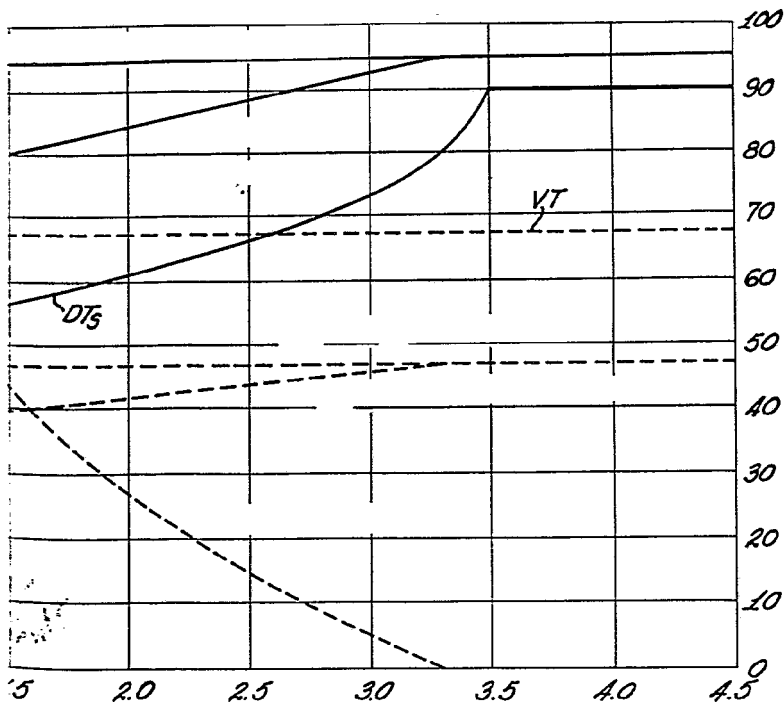
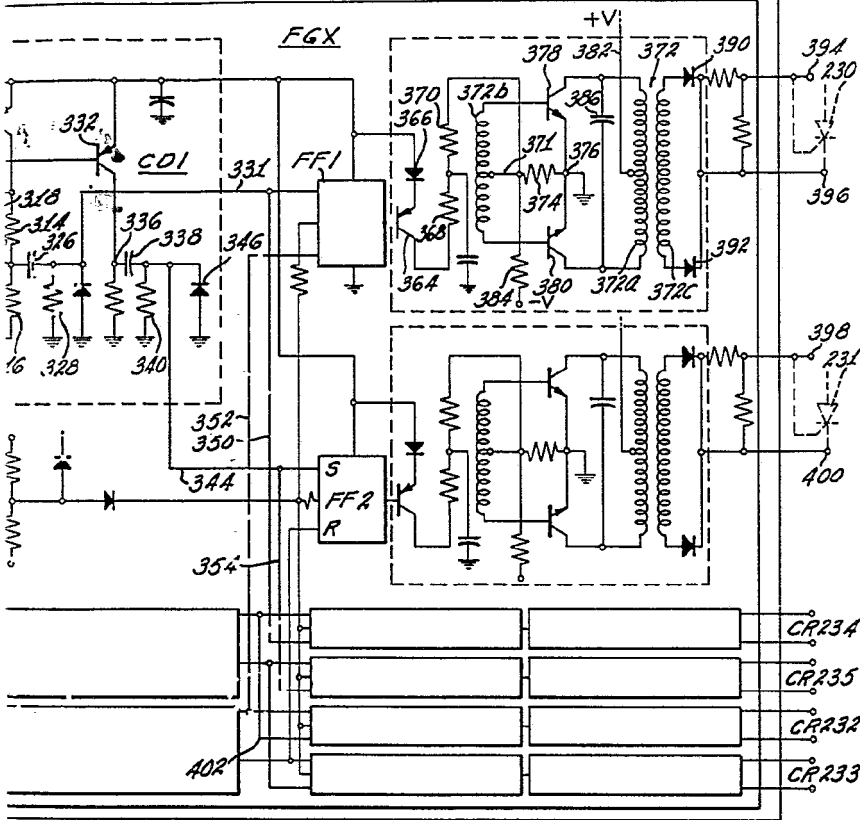
Fig. 11



379639

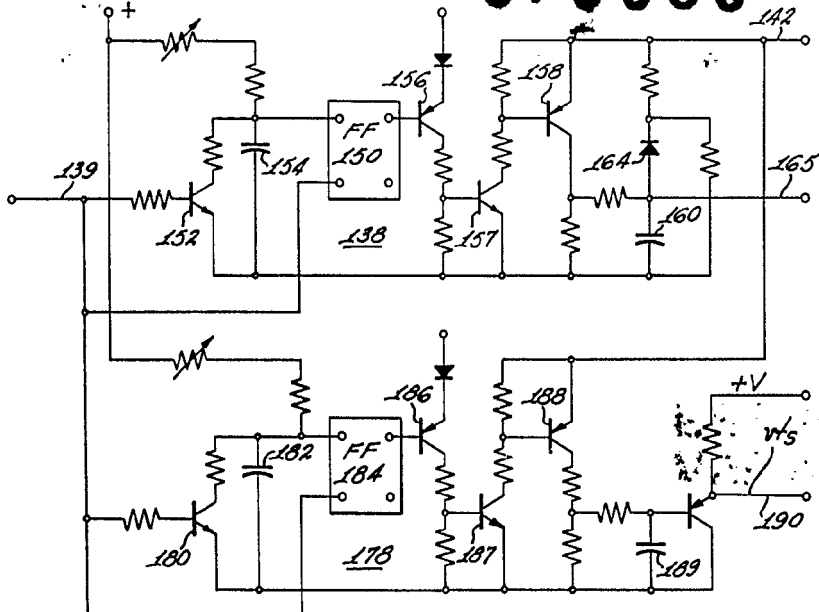


ESCALA VARIABLE



Madrid, 8 JUN 1970
 J. GOMEZ ACEBO Y MODEY
 p. p. Firmado GARCIA BRAVO

379639



ESCALA VARIABLE

Fig-13

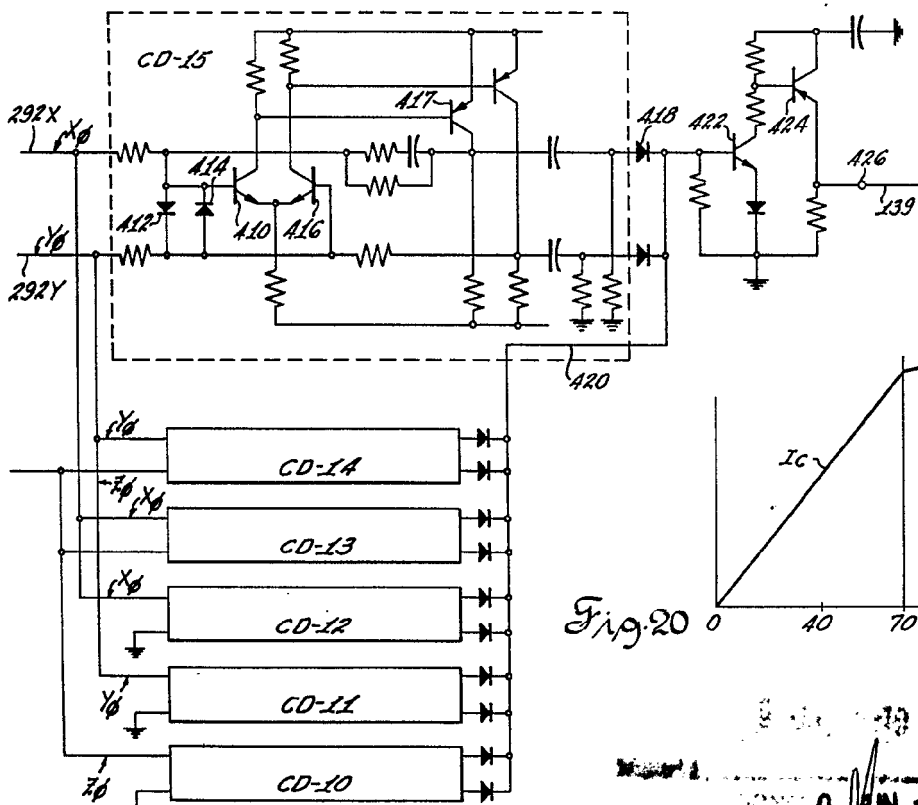
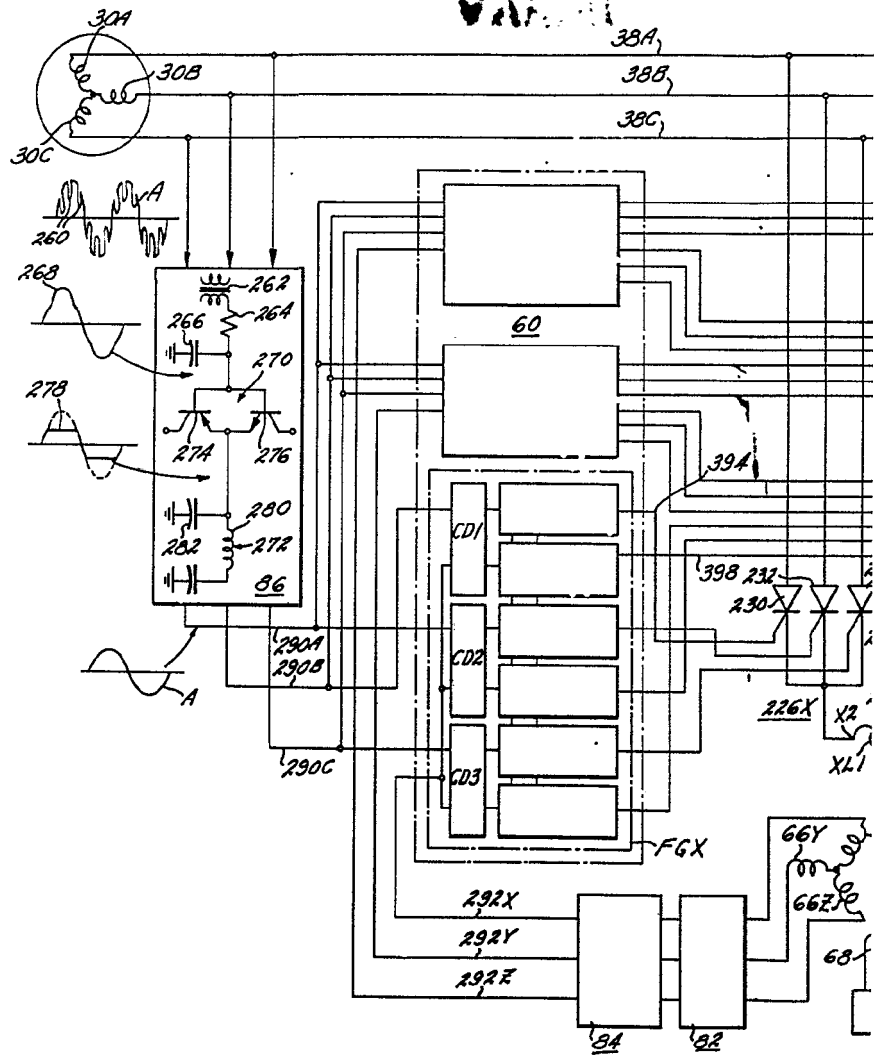


Fig-20

Fig-16

9 JUN 1970
 Madrid
 J. GOMEZ ACEBO Y MODET
 p. p. Firmado A. GARCIA BRAVO

379639



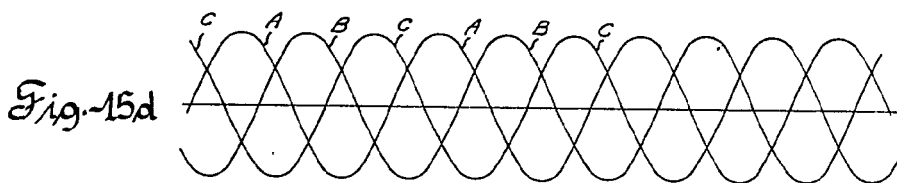
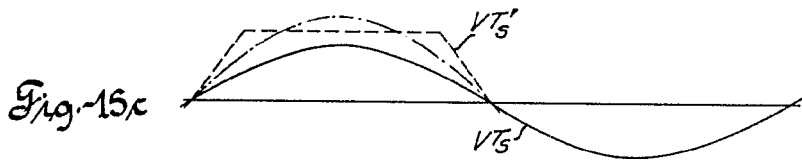
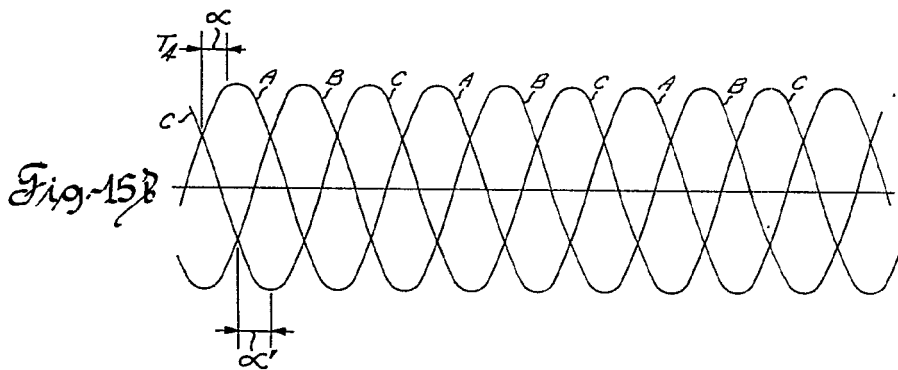
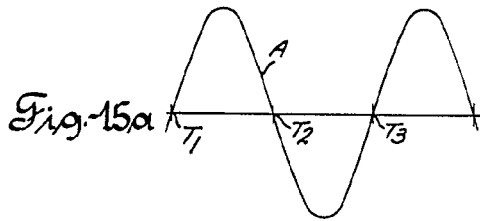
REVISION
X SOME PARTS MAY BE
REPLACED BY EQUIVALENTS

379639

ESCALA VARIABLE



ESCALA VARIABLE

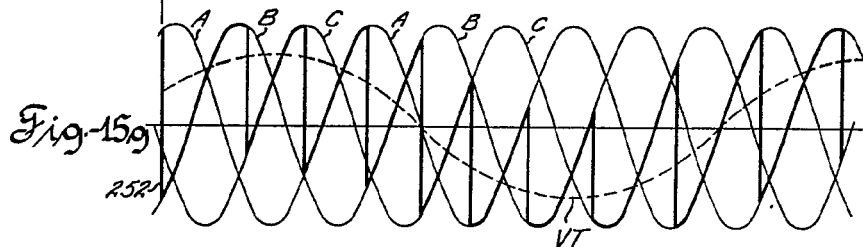
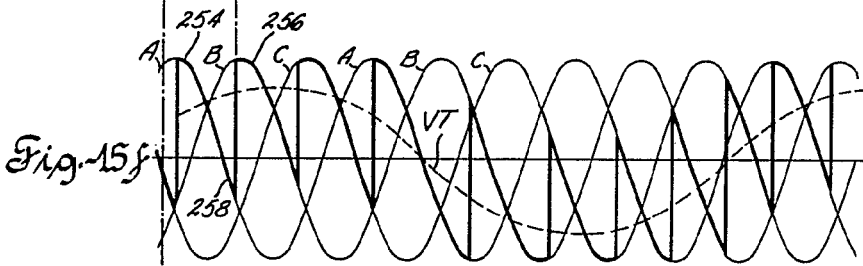
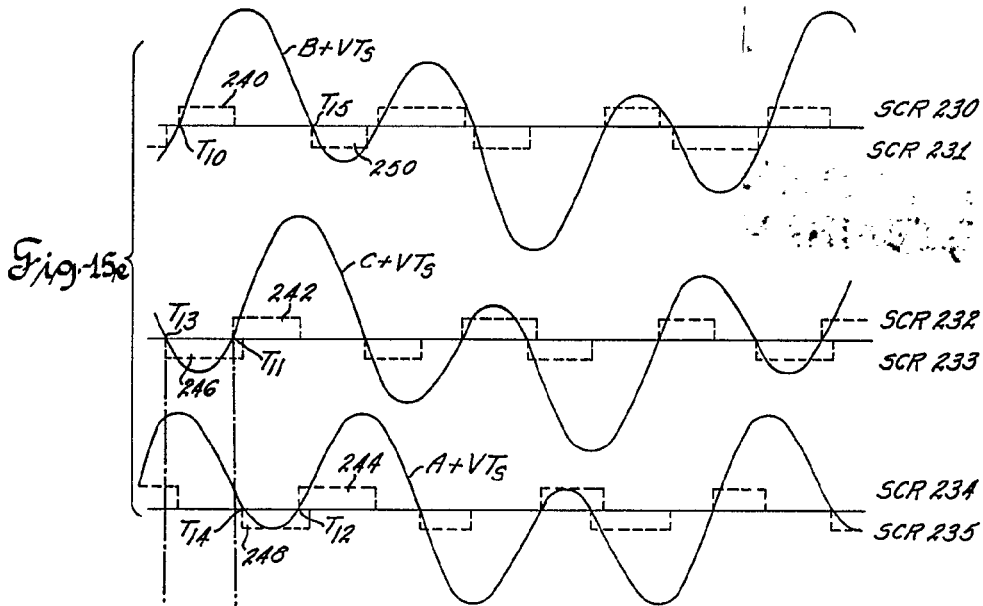


Madrid 9 JUN 1970

J. GÓMEZ ACEBO Y MODET
D. S. FERRER A. GARCIA TRAYO

370639

ESCALA VARIABLE



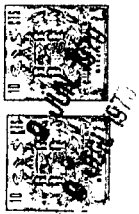
Madrid

9 JUN 1970

J. GÓMEZ ACEBO Y MODEJ
p. p. Firmador A. GARCÍA BRAVO

379639

379639



BSCALA VARIABLE

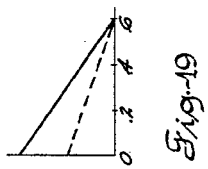
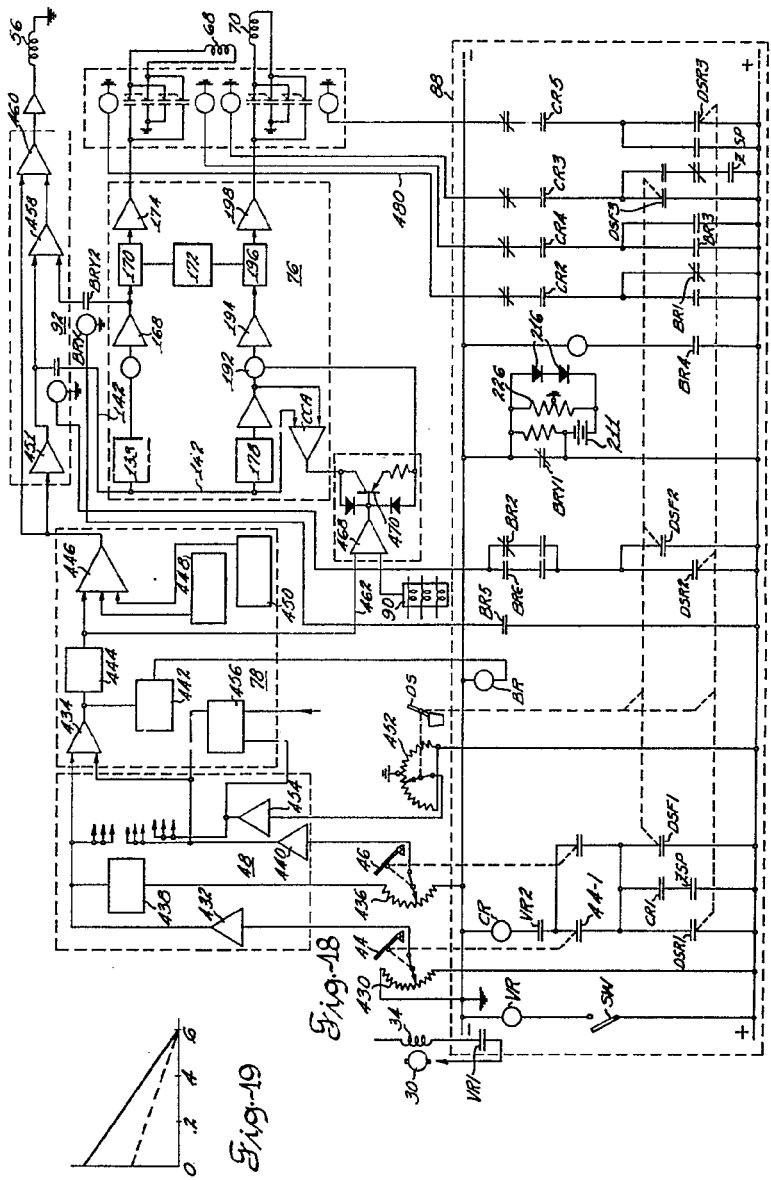


Fig-18

9 JUN 1970

Madrid

J. GOMEZ ACELLO Y MODET
P. O. Fernandez A. CASAS BRAVO

379639

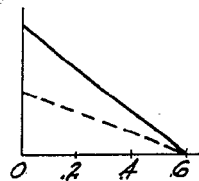


Fig-19

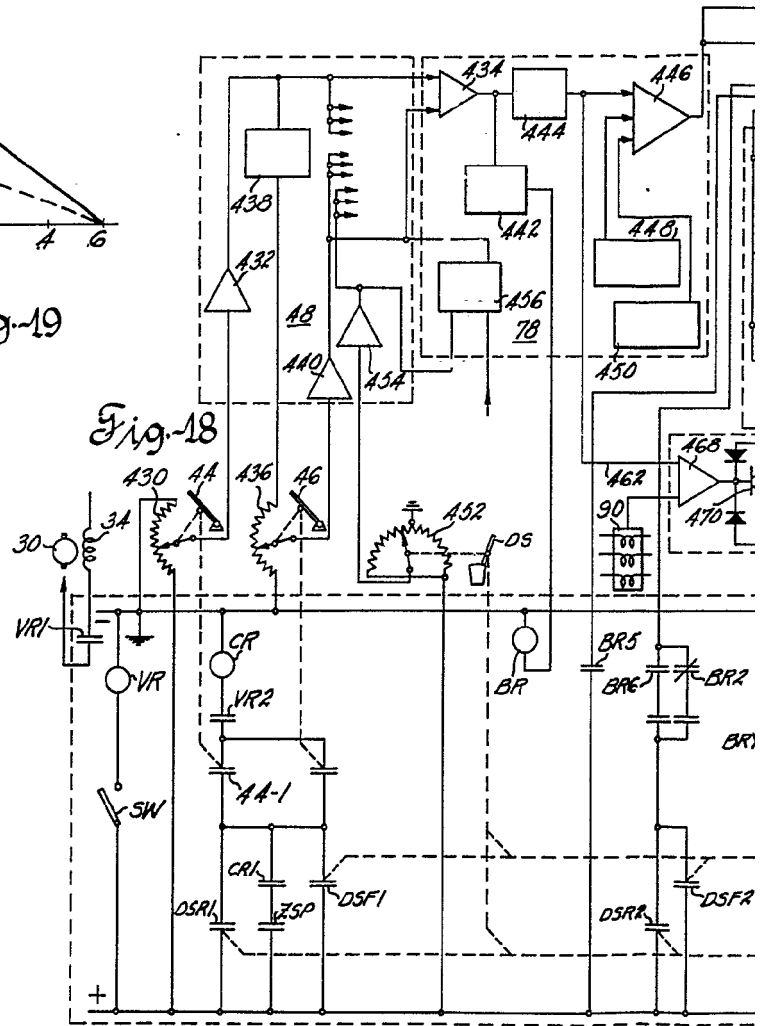
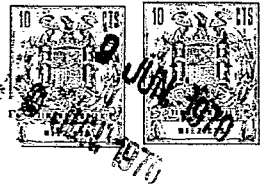
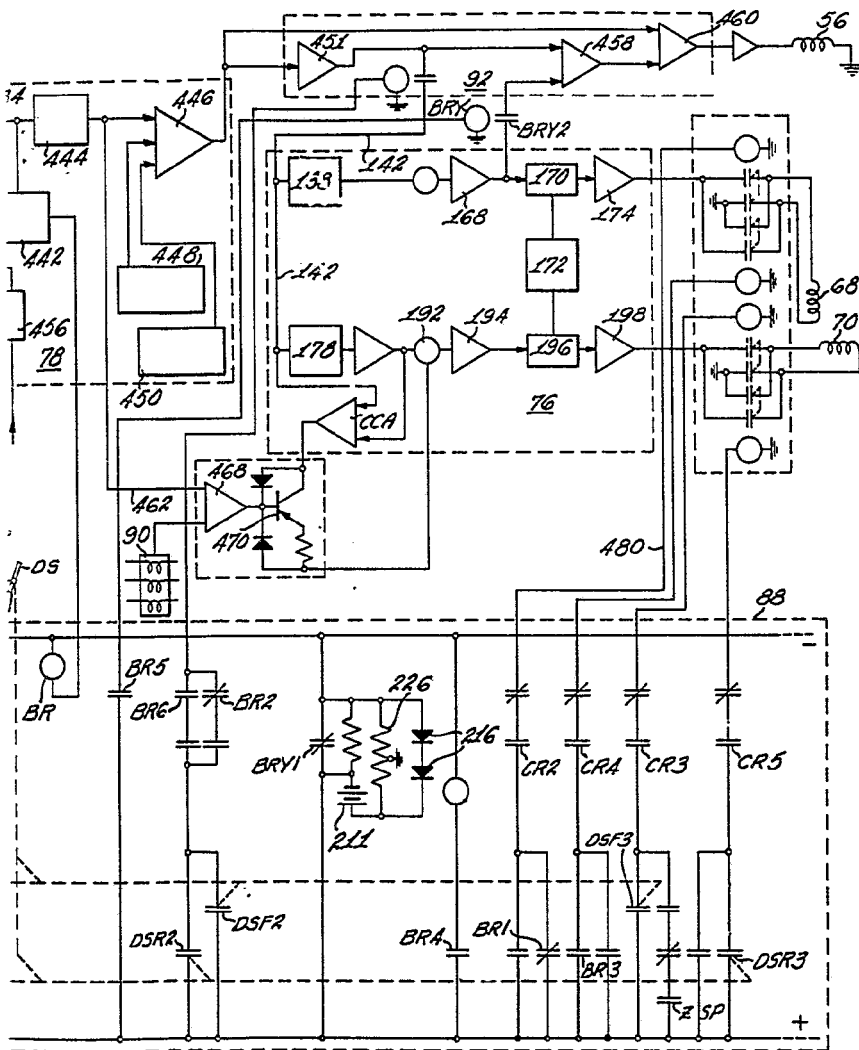


Fig-18

379639



ESCALA VARIABLE



9 JUN 1970

Madrid

J. GOMEZ ACEBO Y MODET
p. p. Firmador A. GARCIA BRAVO