

Int. No. H. O. H.



SECCION TECNICA
CLASIFICACION I. P. C.
CLASE _____
SUBCLASE _____

P.- 50.375
WE Case N° 41.1081

401389

MEMORIA DESCRIPTIVA

para solicitar 1er CERTIFICADO DE ADICION

a nombre de WESTINGHOUSE ELECTRIC CORPORATION

entidad norteamericana

con domicilio en Westinghouse Building, Gateway Center,
Pittsburgh, Pensilvania, Estados Uni-
dos de América.

por: Mejoras introducidas en el objeto de la patente
principal N° 387.284, solicitada el 15 de Enero
de 1971, por: "UN DISPOSITIVO PROTECTOR DE CORRIEN
TE ALTERNA"

(Clase Internacional H02h)

401389

30



5 Este invento se refiere a un dispositivo protector de corriente alterna para un sistema de alimentación de energía eléctrica, y es una mejora o una modificación del invento descrito en la solicitud pendiente de tramitación Núm. 387.284.

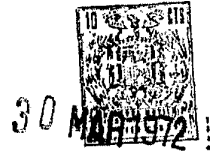
10 Un objeto del presente invento es proporcionar una mejora o una modificación del invento reivindicado en la reivindicación número 1 de la solicitud de patente Núm. 387.284, en la cual el dispositivo protector comprende un par de terminales de entrada destinados a ser alimentados con dicha señal de potencial alterno, una red de sumación que tiene una salida y una entrada, una red de diferenciación que tiene una entrada conectada a dichos terminales de entrada y que tiene una salida conectada a
15 dicha entrada de dicha red de sumación, una red de integración que tiene una entrada conectada a dichos terminales de entrada y que tiene una salida conectada a dicha entrada de dicha red de sumación, en el cual dicha red de diferenciación incluye unos medios de multiplicación
20 eficaces para multiplicar la magnitud de la cantidad diferenciada de la señal de onda sinusoidal suministrada a su citada entrada por un multiplicador de diferenciación constante predeterminado, incluyendo dicha red de integración medios de multiplicación eficaces para
25 multiplicar la magnitud de la cantidad integrada - -



de la señal de onda sinusoidal suministrada a su citada entrada por un multiplicador de integración constante predeterminado, siendo la relación de dicho multiplicador de integración a dicho multiplicador de diferenciación igual a ω^2 , donde ω es igual a 2π por la frecuencia en hertzios de dicha señal de onda sinusoidal en dichos terminales de entrada, y medios accionados acoplados a dicha salida de dicha red de sumación y accionados por dicha red de sumación como consecuencia de un cambio en la magnitud de la suma de las señales aplicadas a ella por dicha red de diferenciación y dicha red de integración.

El invento incluye además un dispositivo protector para detectar una discontinuidad en la forma de la onda sinusoidal de una magnitud eléctrica aplicada que tiene una frecuencia angular ω , que comprende redes computadoras primera y segunda, cada una de las cuales tiene un terminal de entrada y un terminal de salida, comprendiendo cada una de dichas redes un amplificador de alta ganancia que tiene su salida conectada para excitar dicho terminal de salida de la citada red con la cual está asociado, y una entrada conectada, a través de un dispositivo de impedancia de entrada, a dicho terminal de entrada de la citada red con la cual está asociado, estando provistos cada uno de dichos amplificadores de un

401389



dispositivo de impedancia de realimentación conectado para suministrar una señal de realimentación desde la citada salida a la citada entrada del citado amplificador, con el cual está asociado, siendo cada uno de dicho dispositivo de impedancia de realimentación de dicha primera red y dicho dispositivo de impedancia de entrada de dicha segunda red de naturaleza esencialmente resistiva, siendo dicho dispositivo de impedancia de entrada de dicha primera red y dicho dispositivo de impedancia de realimentación de dicha segunda red de naturaleza esencialmente capacitiva, estando elegidas las magnitudes de las impedancias de dichos dispositivos de tal modo, con respecto a la frecuencia angular de dicha magnitud eléctrica, que las magnitudes de salida de dichas redes son de iguales valores cuando ambas redes citadas son excitadas simultáneamente por dicha magnitud alterna, sin haber ninguna discontinuidad presente en su citada onda sinusoidal,

A continuación se describirá el invento, a modo de ejemplo, con referencia a los dibujos que se acompañan, en los cuales:

La Fig. 1 es un diagrama de bloques que ilustra un esquema de protección de relé de cambio de corriente para energía eléctrica trifásica, que incorpora el invento:

Las Figs. 2 y 3 ilustran esquemáticamente

401389

30 MAR 1972



5 circuitos que pueden usarse en los bloques de la Fig. 1;

La Fig. 4 es un diagrama vectorial que ilustra las intensidades y fases de las magnitudes de corriente alterna que puede haber presentes después de producirse una pérdida.

Las Figs. 5A-5I ilustran, por medio de curvas, el funcionamiento del esquema de relé de cambio de corriente;

Las Figs. 6A y 6B ilustran cualitativamente ciertas magnitudes de salida que pueden derivarse de la operación de diferenciación y de integración;

La Fig. 7 es un diagrama esquemático de un circuito modificado que puede usarse en redes detectoras;

Las Figs. 8A-8L ilustran, por medio de curvas, ciertas características de funcionamiento del invento, cuando la red detectora es según la Fig. 7; y

Las Figs. 9A-9E ilustran por medio de curvas, ciertas características de funcionamiento del invento, cuando la red detectora es según la Fig. 2.

En los dibujos se representa un transductor de corriente a voltaje que puede adoptar la forma de un transformador que tiene un núcleo de hierro con un entrehierro y arrollamientos primario y secundario 3 y 4. Como se ha ilustrado, el relé de protección está diseñado para proteger una línea de alimentación de energía

401389



eléctrica trifásica con una cantidad mínima de circuitos. Por esta razón, el arrollamiento primario 3 del transformador de entrada 1 está conectado de modo que sea excitado con una señal que es el vector suma de las corrientes que circulan en los conductores de las fases A y B de la fuente de alimentación de energía eléctrica, y un segundo transformador de entrada 1A, idéntico al transformador de entrada 1, tiene su arrollamiento primario excitado por una señal que es el vector suma de las corrientes que circulan en los conductores de fases B y C. Como ejemplo, el arrollamiento primario 3 podría estar conectado en serie con los arrollamientos secundarios de dos transformadores de intensidad, teniendo el primero de éstos su arrollamiento primario conduciendo la corriente de la fase A, y teniendo el segundo de los mismos su arrollamiento primario conduciendo la corriente de la fase B.

El arrollamiento secundario 4 del transformador de entrada 1 está conectado para excitar el filtro 8 de entrada de paso bajo de una construcción adecuada para eliminar, o al menos atenuar sustancialmente, el contenido en ruidos de alta frecuencia y armónicos de la forma de onda alimentada al mismo. Este filtro se ha representado como incluyendo dos elementos sucesivos de RC en cascada, 10 y 11. A través de los conduc-



tores de salida 14 y 15 del filtro de entrada 8 hay conectados un par de diodos Zener 12 dispuestos espalda con espalda, que impiden que haya un voltaje excesivo entre ellos.

5 Los conductores 14 y 15 están conectados a los terminales de entrada 16-17 y 18-19 de una red diferenciadora 20 y de una red integradora 22, respectivamente. La señal de salida diferenciada del diferenciador 20 y la señal de salida integrada del integrador 22 aparecen entre una barra colectora común 24 y los conductores 26 y 27 que conectan esas redes 20 y 22 a un sumador 28. El sumador puede comprender un par de resistencias de valor fijo y un potenciómetro 30, conectados en serie. El brazo móvil del potenciómetro 30 está conectado, por un conductor 31, a un terminal de entrada 32 de un detector 15 34 de variaciones transitorias, el cual tiene su terminal de salida conectado por el conductor 36 a un primer terminal de entrada 37 de una red "O" analógica 38, y alimentará sustancialmente una señal nula a la red 38 cuando sea suministrada una señal sinusoidal de régimen permanente por el transformador 1. 20

El detector 34 de variaciones transitorias comprende un par diferencial de transistores Q1 y Q2 conectados entre una barra colectora 33 de 30 voltios positivos y la barra colectora de tierra 24. Los colectores 25

401389



de esos transistores están conectados a la barra colectora 33 a través de resistencias R5 y R7, respectivamente, y los emisores están conectados a través de resistencias R6 y R8, respectivamente, y de una resistencia común R9, a la barra colectora 24. Hay conectadas en serie resistencias R10 y R11 para proporcionar un modo de sumación en la conexión 35 de salida común o terminal al cual está conectada la barra colectora de salida 36. Los extremos libres de las resistencias R10 y R11 están conectados, a través de diodos D7 y D5, respectivamente, a un terminal positivo de 15 voltios. Un condensador C16 está conectado entre los puntos A y B, y un condensador C17 está conectado entre los puntos C y D. Las magnitudes de las resistencias R6 y R8 pueden ser del orden de 750 ohmios, valor que es, de preferencia, muy inferior al de la resistencia R9, que puede ser del orden de 3.300 ohmios. Las magnitudes de las resistencias R5 y R7 pueden ser del orden de 6,100 ohmios, valor que es considerablemente mayor que el de la resistencia R9. El terminal de entrada 32 está acoplado a la base del transistor Q1 a través de un condensador C15 de acoplamiento o de bloqueo de corriente continua, de modo que solamente los cambios de potencial, en contraste con las condiciones de régimen permanente, harán que actúe el detector 34.

El detector 34' de la Fig. 7 proporciona rectificación de onda completa y, aunque no tiene por qué ser ne-

401389



cesariamente preferido con respecto al detector 34, se comporta bastante satisfactoriamente. Las partes del detector 34' similares a las del detector 34 se han identificado por los mismos símbolos de referencia siempre que ha sido posible. La principal diferencia entre los detectores 34 y 34' está en la manera en que están conectados los diodos D5A y D7A y las resistencias R10A y R11A entre el terminal de 15 voltios positivos y las conexiones de salida 35.

Los segundos medios perceptores, que comprenden el transformador de entrada 1A, están conectados para ser excitados por el vector suma de las corrientes en las fases B y C. La salida del transformador 1A es alimentada, a través de un filtro de entrada 8A, a los terminales de entrada 16A y 17A de un segundo diferenciador 20A, y a los terminales de entrada 18A y 19A de un segundo integrador 22A. Las magnitudes de salida del diferenciador 20A y del integrador 22A son suministradas por conductores 26A y 27A a la red sumadora 28A, la cual está conectada, a través de un detector 34A de variaciones transitorias, idéntico al detector 34, al segundo terminal de entrada 37A de la red "0" analógica 38, para proporcionar a la misma una señal como se ha descrito en lo que antecede con relación a la señal suministrada al terminal de entrada 37 desde el sumador 28.

El terminal de salida 39 de la red "0" 38 está conectado por el conductor 40 al primer terminal de entrada

401389

30



41 de un detector 42 de condición de pérdida. El detector
42 incluye un ajustador de percepción del nivel de pérdida,
que comprende un potenciómetro 44 que tiene un brazo móvil,
el cual determina el nivel de la señal de entrada al mismo
5 que se necesita para hacer que actúe un temporizador de re-
tardo 46. El temporizador 46 impide que se produzca fun-
cionamiento en falso debido a variaciones transitorias de
corta duración. Un intervalor de temporización adecuado sería
de 2 milisegundos.

10 El temporizador de retardo 46 está conecta-
do por un conductor 48 a un primer terminal de entrada 49
de una segunda red "O" 50. La salida de la red "O" 50 es-
tá conectada, por un conductor 52, a la entrada de un detector
54 de condición de disparo. Un primer terminal de salida
15 56 del detector 54 está conectado por un conductor 58 al
terminal de entrada de un circuito 60 de salida de control
de disparo. Un segundo terminal de salida 62 del detector
54 está conectado por un conductor 63 al terminal de entra-
da de una red o circuito 64 de temporización de duración de
20 disparo mínima. El terminal de salida del temporizador 64
está conectado, por un conductor 65, al segundo terminal de
entrada 66 de la red "O" 50.

25 Con esta disposición de los circuitos
de temporización 46 y 64, la condición de pérdida debe estar
presente durante un intervalo de tiempo predeterminado, el cual,

como se ha indicado, puede ser de 2 milisegundos, antes de que tenga lugar la excitación del detector de disparo 54 y la consiguiente excitación del circuito 60 de salida de disparo y de la red de disparo 68. El detector de disparo 54 acciona además al temporizador 64, el cual mantendrá excitado al segundo terminal de entrada 66 de la red "0" 50 durante un intervalo de tiempo predeterminado después de cualquier terminación de la desexcitación del terminal 48. Este intervalo se ha indicado como de 20 milisegundos, y garantiza que, una vez accionado, el circuito 60 de salida de disparo será mantenido excitado durante un período de tiempo suficiente para hacer funcionar la red de disparo 68.

Se considera que se podrá comprender mejor el invento mediante una descripción del funcionamiento del aparato. El vector I_1 (Fig. 4) indica el ángulo de fase y la magnitud de una corriente normal para el dispositivo de carga (no ilustrado) procedente de una fuente que está protegida por el relé de cambio de corriente y en un instante inmediatamente antes del tiempo t'_0 . El vector I_2 indica la magnitud y el ángulo de fase de la corriente alterna de régimen permanente resultante, que existirá después de la pérdida. El vector I_P representa la fase y la magnitud del cambio en corriente de la corriente I_1 a la corriente I_2 , o bien la corriente I_P , y se designará en lo que sigue, a veces, como corriente de pérdida o sumada. La corriente I_1 se designará a veces como co-

401389

30



corriente inicial, y la corriente I_2 se designará a veces como corriente resultante o final. La rotación de los vectores es en sentido a derechas, y el vector I es un indicador de base.

5 La parte 70A en línea de trazos de la onda 70 ilustra la forma de onda sinusoidal de la corriente de pérdida I_F la cual, se estuviese presente, circularía en el circuito, pero cuya corriente no está realmente presente hasta el momento t'_0 , en cuyo momento se produce la pérdida. La

10 parte 70B en línea de trazo lleno de la onda 70 ilustra la componente alterna de la corriente de pérdida después de la pérdida. Puesto que la corriente de pérdida no puede cambiar inmediatamente de un valor cero 70C al valor $I_F \sin \omega t'_0$, hay presente una componente transitoria de corriente continua,

15 como se ha ilustrado mediante la curva 72. Inicialmente, esta componente es igual y opuesta a la magnitud $I_F \sin \omega t'_0$, y disminuye exponencialmente mientras se extingue la corriente transitoria.

El voltaje V_F es directamente proporcional a

20 la corriente I_F , y la magnitud de ese factor de proporcionalidad K_x viene determinada por la relación de espiras del transformador l , y por la magnitud de los componentes del elemento 10. Para simplificar, se ha considerado que ese factor de relación K_x es la unidad. Si fuese de valor distinto a la

25 unidad, ambos términos, $-\omega K_2 V_F \cos \omega t$ y $\omega K_2 V_F \cos \omega t$ esta-



rían multiplicados por ese mismo factor de relación K_x .

La curva 74 representa la forma de onda y la magnitud de la salida del integrador 22, y es una magnitud ponderada de la función integral de la onda sinusoidal $I_p \text{sen} \omega t$.

5

La curva 76 representa la forma de onda y la magnitud de la salida del diferenciador 20, y es una magnitud ponderada de la función diferencial de la onda sinusoidal $I_p \text{sen} \omega t$. Como se ha ilustrado, el tiempo de pérdida fue elegido arbitrariamente como el tiempo t'_0 . Como se pondrá de manifiesto del estudio que se hace en lo que sigue, esto proporcionará un desfase entre las ondas 74 y 76 para proporcionar una magnitud de salida 78, así como una corriente 72 de diferencia para proporcionar la magnitud 84.

10

La magnitud del desplazamiento de la curva 78 es $-\omega K_2 V_p \text{cos} \omega t'_0$ y permanece constante. La onda 74 mantendría su simetría alrededor de su eje central para todos los valores de $\text{cos} \omega t$, si la pérdida se produjese en el tiempo t'_x (el punto correspondiente a 90° en la onda 70), ya que el valor de $\text{cos} \omega t'_x$ sería cero. Esta condición se ha ilustrado por la onda 73, la cual se ha representado como simétrica alrededor del eje ilustrado, La suma de las ondas 73 y 76 las equilibra entre sí y la curva 78 permanecería sobre el eje central. Esta es la misma condición de equilibrio que existiría antes del momento de la pérdida, mediante la onda sinusoidal de régimen permanente de la corriente en la línea de alimentación de

20

25

401389



energía eléctrica debida al tiempo del flujo de corriente I normal o inicial. Como se verá en lo que sigue, en condiciones de régimen permanente la curva 84 permanece a lo largo del eje ilustrado y el detector 34 de corrientes transitorias permanecerá sin ser accionado.

La derivada de una función sinusoidal $V_F \text{sen} \omega t$ es igual a $\omega V_F \text{cos} \omega t$, mientras que la integral de la misma función sinusoidal es igual a $(-1/\omega) V_F \text{cos} \omega t$. Como se ha indicado en las Figs. 5B, 5C y 5D, las ondas 73 y 76, en cualquier momento dado, son de magnitudes iguales y opuestas, como también lo son las componentes alternas de las ondas 74 y 76, como se ha indicado en la Fig. 5D. Las magnitudes de las constantes K' y K'' por las cuales han de multiplicarse la integral $(-1/\omega) V_F \text{cos} \omega t$ y la diferencial $\omega V_F \text{cos} \omega t$ para obtener las fórmulas para las curvas 73 y 76, se determinan matemáticamente con facilidad multiplicando la integral $(-1/\omega) V_F \text{cos} \omega t$ por la constante K' y multiplicando la derivada $\omega V_F \text{cos} \omega t$ por la constante K'' e igualando los productos para obtener la siguiente ecuación.

$$(1/\omega) K' V_F \text{cos} \omega t = K'' \omega V_F \text{cos} \omega t \quad (1)$$

Como se ha indicado en la Fig. 5C

$$K'' \omega V_F \text{cos} \omega t = \omega K_2 V_F \text{cos} \omega t \quad (2)$$

por consiguiente $K'' = K_2 \quad (3)$

y $(1/\omega) K' V_F \text{cos} \omega t = \omega K_2 V_F \text{cos} \omega t \quad (4)$

simplicando la ecuación (4) se obtiene la relación de los

401389



valores de K' y K_2 como

$$K' = \omega^2 K_2 \quad (5)$$

Cuando se sustituye en el primer miembro de la ecuación (4) el valor de K' dado por la ecuación (5), la integral se reduce a $-\omega K_2 \cos \omega t$, como se ha ilustrado en la Fig. 5B.

Las redes diferenciadora e integradora 20 y 22 adoptan preferiblemente la forma de redes computadoras o amplificadores operativos. Estas redes incluyen, respectivamente, un amplificador de alta ganancia AMPD y AMPI, una red de impedancia de realimentación Z1D y Z1I, y una red de impedancia de entrada Z2D y Z2I. La red Z1D incluye una resistencia R1 en derivación con un condensador C1A, y es de naturaleza esencialmente resistiva, considerada con respecto a la frecuencia de la señal de entrada al transformador 1. La red Z2D incluye un condensador C1 y una resistencia R1A, y es de naturaleza esencialmente capacitiva. El resultado combinado del condensador C1A y de la resistencia R1A es el de limitar la ganancia a alta frecuencia y hacer con ello que el diferenciador sea menos sensible al ruido. La red Z1I incluye un condensador C2 derivado por una resistencia R2A y es de naturaleza esencialmente capacitiva, considerada con respecto a la frecuencia de la señal de entrada al transformador 1. La red Z2I comprende la resistencia R2.

401389

30



Como es bien sabido por los expertos en la técnica, la relación entre el voltaje de salida V_o y el voltaje de entrada V_i de un amplificador operativo es igual al valor negativo de la relación de la impedancia de realimentación a la impedancia de entrada. Como tal, el voltaje de salida puede indicarse mediante la expresión $(-Z_{1D})V_i/Z_{2D}$ en el caso del diferenciador, y por la expresión $(-Z_{1I})V_i/Z_{2I}$ en el caso del integrador. Suponiendo $V_i = V_{m\acute{a}x} \text{sen} \omega t$ y que la frecuencia normal de la línea con la cual ha de estar asociado el aparato es la usual de 60 ciclos por segundo, con lo cual se pueden despreciar C_{1A} , R_{1A} y R_{2A} , la anterior relación $(-Z_{1D})V_i/Z_{2D}$ se reduce a $-j\omega R_1 C_1 V_i$ y $-\omega R_1 C_1 V_{m\acute{a}x} \text{cos} \omega t$. La relación $(-Z_{1I})V_i/Z_{2I}$ se reduce a $jV_i/\omega R_2 C_2$ y $V_{m\acute{a}x} \text{cos} \omega t/\omega R_2 C_2$.

Quando los dos voltajes de salida V_o tienen valores iguales entre sí y de signos opuestos, por lo que la suma de los mismos es igual a cero, la ecuación resultante se reduce a

$$R_1 R_2 C_1 C_2 = 1/\omega^2$$

20

Por consiguiente, el producto de la resistencia de realimentación R_1 en ohmios del diferenciador, de la resistencia de entrada R_2 en ohmios del integrador, del condensador de entrada C_1 en faradios del diferenciador y del condensador de realimentación C_2 en faradios del

25

401389



integrador, deberá ser igual a $1/\omega^2$, donde ω es la frecuencia angular de la señal de entrada de potencial alterno.

5 El tiempo supuesto de la pérdida fue elegido como el tiempo t'_0 para permitir realizar más fácilmente el estudio del efecto de la componente de corriente diferencia que tendrá un valor inicial de $-I_F \text{sen}\omega t'_0$, como se ha indicado en la Fig. 5E. Como será ahora evidente, esta magnitud inicial variará de acuerdo con el término sinusoidal, para proporcionar la magnitud inicial máxima cuando la curva 78 no está desplazada de la magnitud inicial.

15 La salida del sumador reflejará además la magnitud integrada y diferenciada de la corriente diferencia ilustrada en la Fig. 5E. La magnitud inicial de la corriente diferencia es igual a $-I_F \text{sen}\omega t'_0$. Esta es la magnitud de la corriente transitoria continua inicial, la cual disminuirá hasta una pequeña magnitud, como se ha ilustrado en la Fig. 5E, durante un intervalo de tiempo τ (el cual depende de la impedancia de la red, como es bien sabido).

20 La componente transitoria de corriente continua de la magnitud $I_F \text{sen}\omega t'_0$ disminuye exponencialmente a un régimen determinado por $\rho = \frac{1}{\tau}$, como es bien sabido en la técnica. Cuando la corriente diferencia

401389



$I_F \text{sen} \omega t' \rho - \frac{t}{\tau}$ es integrada a lo largo de un pe-
 ríodo de tiempo muy largo, su magnitud alcanza el valor
 $-\omega^2 \tau K_2 I_F \text{sen} \omega t' \rho$. Como se ha indicado en lo que an-
 5 tecede, la relación K_x entre I_F y V_F se ha elegido,
 para simplificar, como de valor unidad, de modo que el
 valor $-\omega^2 \tau K_2 I_F \text{sen} \omega t' \rho$ se convierte en el valor
 $-\omega^2 \tau K_2 V_F \text{sen} \omega t' \rho$ como se ha indicado en la Fig. 5F.

Análogamente, la diferencial de la corrien-
 10 te $I_F \text{sen} \omega t' \rho - \frac{t}{\tau}$ se reduce a $1/\tau (K_2 V_F \text{sen} \omega t' \rho)$
 y está representada por la curva 82 en la Fig. 5G. La
 curva 84 de la Fig. 5H representa la suma algébrica de
 las curvas 80 y 82. Se apreciará ahora que la corriente
 diferencia tiene su valor máximo para $\text{sen} \omega t = 1$, y que
 15 el desplazamiento 78 de corriente continua de las curvas
 74 y 76 es cero. Para $\text{cos} \omega t = 0$ se cumple la inversa,
 siendo cero el desplazamiento de corriente continua 78.
 Para valores intermedios de ωt , las magnitudes represen-
 tadas por las curvas 78 y 84 contribuyen ambas a la señal
 20 de entrada al detector 34.

Las curvas 84_1-84_4 (Figs. 6A y 6B) repre-
 sentan cualitativamente el cambio de magnitud de la suma
 de las curvas 80 y 82 bajo varias condiciones de pérdida.
 Las magnitudes de iniciación 86^1 y 86^2 representan dife-
 25 rentes valores de las magnitudes iniciales representadas

401389



por las curvas 78 y 84, e ilustran gráficamente la suma algebraica de las magnitudes de esas curvas durante un período de tiempo subsiguiente.

5 Las curvas de las Figs. 8A-8F representan un conjunto de magnitudes de salida que pueden obtenerse del detector 34' de corrientes transitorias con una señal de pérdida, como la ilustrada por la curva 86'-84₁ de la Fig. 6, mientras que las curvas de las Figs. 8G-8L representan un conjunto de magnitudes que pueden obtenerse con el mismo detector pero con la señal de pérdida como la ilustrada por la curva 86'-84₄. Las Figs. 9A-9E representan un conjunto de magnitudes que pueden obtenerse del detector 34 de corrientes transitorias con la señal de pérdida 86'-84₄.

10
15 La curva 87 representa la señal de voltaje aplicada al terminal de entrada 32' bajo una condición de pérdida que proporciona una señal positiva inicial 86' y una señal subsiguiente 84₁, en que la señal es continuamente de polaridad positiva. Esta señal hace que el transistor Q1 se haga más conductor y que el transistor Q2 se haga menos conductor (Fig. 7). Cuando ocurre esto, el potencial de los puntos B y D sigue las curvas 89 y 91 respectivamente. El aumento de potencial en el punto D hace que aumente el potencial en el punto C, y la disminución de potencial en el punto B hace que disminuya el

401389

30 MAR 1972



potencial en el punto A. El diodo D7A pasa a estar polarizado inversamente, y el diodo D5A conduce para producir un aumento de potencial en el terminal de salida 35, para aumentar de potencial como se ha ilustrado por la curva 93. Este aumento de potencial es alimentado a través de la red "0" 38 al detector de pérdida 42. El terminal de entrada 41 está acoplado a la base del transistor Q3 a través de un condensador C18, para bloquear el efecto del potencial de 15 voltios de corriente continua y para hacer que el transistor Q3 responda a los cambios en el potencial suministrado al terminal 41. El consiguiente aumento de potencial en el terminal 41 hace que el transistor Q3 se haga menos conductor. Cuando la señal positiva resultante en la base del transistor Q5 excede de la establecida por el potenciómetro 44 en la base del transistor Q4 (umbral 90) el transistor Q5 conduce. Esto se traduce en que el diodo D9 pasa a estar bloqueado, y la corriente de base para el transistor Q7 circula a través del diodo D11, con lo cual el transistor Q7 conduce y el transistor Q8 queda bloqueado, y el condensador de temporización C19 empieza a descargar a través de la resistencia R12, para proporcionar su intervalo de temporización de 2 milisegundos. El tiempo durante el cual no conduce el transistor Q8 para permitir la descarga del condensador C18 está indicado por la parte elevada de la línea 94.

401389



Al finalizar el intervalo de temporización de los 2 milisegundos es aplicada una señal de disparo 96 a la red "O" 50. Se apreciará que resultaría una condición similar si la pérdida produjese la curva 86"-84₁ de la Fig. 6B. En este caso, las curvas 87, 89 y 93 serían de polaridad opuesta, y las curvas 93 seguirían siendo de la misma polaridad, pero la curva 93 resultaría de la conducción del diodo D7A y de la polarización inversa del diodo D5A.

Resulta una operación en cierto modo diferente con el uso del detector 34' de corrientes transitorias cuando la pérdida proporciona la señal ilustrada en 86-84₄ de la Fig. 6A. La señal de entrada en estas condiciones está representada por la curva 87', y el potencial en los puntos B y D está representado por las curvas 89' y 91', estando representado el potencial en el terminal de salida por la curva 92. La magnitud de la parte inicial de la curva 92 excede del valor umbral 90, con el resultado de que el condensador C19 del temporizador de retardo 46 empieza a descargarse y a consumir su intervalo de tiempo de 2 milisegundos. La curva 92 (la cual representa el caso de pérdida más desfavorable) disminuye, sin embargo, en menos de los 2 milisegundos del intervalo de temporización por debajo de la magnitud umbral 90, y el temporizador restablece casi instantáneamente, como se ha indicado por la parte elevada inicial de la curva 94A.

401389

30 MAR 1962



Este restablecimiento se produce como resultado de la rápida recarga del condensador C19 a través del transistor Q8. Se impide que se cargue a un voltaje que exceda de un voltaje sustancialmente mayor que el de la alimentación de 15 voltios positivos por el diodo D12. En un momento algo posterior, la curva 92 excede de nuevo del valor umbral 90, y el temporizador vuelve a iniciar su intervalo de temporización, como se ha indicado por la segunda parte elevada de la curva 94A. Al finalizar el intervalo de temporización de 2 milisegundos, se proporciona la señal de disparo 96A.

Resulta una operación todavía diferente cuando se utiliza el detector 34 de corrientes transitorias, debido al doble efecto de fijación de la onda. Esta diferencia es más acusada cuando se aplica a una corriente de pérdida que cambie la polaridad del potencial de la onda (86"-84₄) para proporcionar la curva 87" de la Fig. 9A. No se traduce en una actuación inicial "falsa" del temporizador 46. Cuando se aplica inicialmente la señal 87", el transistor Q1 se hace menos conductor y el transistor Q2 se hace más conductor (Fig. 2). La curva 95 representa el cambio de potencial del punto A, y la curva 97 representa el gráfico ideal del cambio de potencial del punto C, el cual se produciría si el diodo D5 no tuviese caída de potencial directa, mientras que la curva

401380



97A ilustra cualitativamente esa caída directa. La disminución inicial de conducción del transistor Q1 hace que el punto B aumente de potencial y, puesto que el condensador C16 no cambia su carga instantáneamente, el punto A aumenta de potencial (curva 95). El aumento de la conducción del transistor Q2 se traduce en una pequeña disminución inicial del potencial del punto C, curva 97A. Puesto que las resistencias R10 y R11 son de igual valor, el flujo de corriente resultante desde el punto A al punto C hará que el potencial de salida en el terminal 35 disminuya a la mitad de la diferencia entre los potenciales de los puntos A y C. Tan pronto como el punto C, como se ha ilustrado por la curva 97A, cae por debajo de la caída directa del diodo D5, el diodo D5 conduce e impide que el potencial del punto C disminuya a un valor menor que el del potencial de la barra colectora de 15 voltios en más de la caída directa del diodo D5.

La señal de error 87" suministrada a la base del transistor Q1 se hace rápidamente menos negativa, y el transistor Q1 se hace menos conductor y disminuye por tanto el potencial de los puntos A y B, como se ha ilustrado mediante la pendiente de descenso de la curva 95. Al mismo tiempo, el transistor Q2 se hace menos conductor y el punto C sube, como se ha ilustrado por la curva 97A. Idealmente el potencial del punto A no caería por

401389

30 MAR 1962



debajo del potencial de 15 voltios, como se ha indicado por la curva 95, aunque el punto A caerá por debajo del potencial de 15 voltios en la magnitud de la caída directa del diodo D7, como se ha ilustrado por la curva 95A.

5

La curva 98 representa el potencial en el terminal de salida 35, y representa la mitad de la suma de los potenciales de las curvas 95 y 97A y, subsiguientemente, la mitad de la suma de las curvas 95A y 97A. Será evidente de la curva 98 y de la curva 90 de umbral que el temporizador 46 iniciará su funcionamiento para consumir su intervalo de 2 milisegundos en esencia simultáneamente con la aplicación de la señal de error, como se ha indicado por la curva 96B.

10

15

Antes de que se inicie el transcurso del período de tiempo del temporizador 46, el transistor Q9 (Fig. 3) es mantenido en conducción por la red que comprende las resistencias R19, R20, R21 y el diodo D14. En tanto el diodo D14 esté conduciendo, las resistencias R19 y R20 están en paralelo. El valor de la resistencia R19 es, de preferencia, la cuarta parte del valor de la resistencia R20, y el valor de la resistencia R21 es, de preferencia, la mitad del valor de la resistencia R20. Con esta relación, el voltaje en la base del transistor Q9 es de aproximadamente 10,7 voltios. Cuando el voltaje en el condensador C19 disminuye el potencial del conductor 48

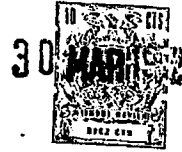
20

25



a aproximadamente 10 voltios, el diodo D13 empieza a conducir y conecta el condensador C19 a la red de polarización del transistor Q9. La corriente que circula a través de la resistencia R19 circula ahora a través de tanto el diodo D13 como el diodo D14, disminuyendo el régimen de descarga del condensador C19, pero dejando que disminuya el voltaje en la base del transistor Q9 a un régimen determinado por la descarga del condensador C19. La disminución resultante de la conducción del transistor Q9 hace que aumente el potencial de la base del transistor Q10. El intervalo de tiempo en que ocurre ésto es, aproximadamente, en 2 milisegundos después de ser puesto fuera de conducción el transistor Q8. Este aumento del potencial de la base del transistor Q10 hace que el mismo se haga conductor y que el transistor Q9 deje de conducir. El corte de la conducción del transistor Q9 hace que aumente el voltaje suministrado a la base del transistor Q11, el cual deja con ello de ser conductor, permitiendo que el condensador C20 del temporizador 64 se cargue a 15 voltios a través de las resistencias R19, R22, R29 y R 30, y del diodo D15. Debido a las magnitudes relativas de las resistencias de la combinación en serie R19 y R20 y de la combinación en paralelo de las resistencias R19 y R22, el voltaje a través de la resistencia R22 aumenta bruscamente, hasta aproximadamente 12 voltios, con lo cual cesa la

401389



5 ulterior conducción de los diodos D13 y D14 y se hace que la base del transistor Q9 sea polarizada aproximadamente a 5 voltios positivos por la red que comprende las resistencias R20 y R21, permitiendo que el condensador C19 des-
cargue solamente a través de la resistencia R12. Pueden
ahora plantearse dos situaciones diferentes: (1) el transistor Q8 puede permanecer fuera de conducción, y (2) el transistor Q8 puede ser puesto en conducción.

10 Suponiendo primeramente que el transistor Q8 permanece fuera de conducción, debido a que la señal de error transitoria aplicada a la base del transistor Q5 permanece por encima del voltaje aplicado a la base del transistor Q4 por el potenciómetro 44, se llega entonces a una condición de estado permanente en la cual
15 ambos diodos, D13 y D14, son de nuevo polarizados directamente. El diodo D15 está polarizado inversamente, y el condensador C20 se carga por completo a la magnitud de 15 voltios positivos. La adición resultante de la red que comprende las resistencias R12, R19, R20 y R21, y los diodos
20 D13 y D14, aumenta solamente el voltaje en la base del transistor Q9 desde aproximadamente sus 5 voltios iniciales hasta aproximadamente 5,4 voltios. Esta condición, en la cual el transistor Q10 es puesto en conducción y el transistor Q9 es puesto fuera de conducción, durará hasta
25 que el transistor Q8 sea puesto en conducción y se car

401389



30 MAR 1972

que el condensador C19 de nuevo hasta su plena carga. El diodo D13 es entonces polarizado inversamente, y el sistema vuelve a su estado inicial, con el transistor Q9 en conducción y el transistor Q10 bloqueado.

5 Si la condición de polarización directa desaparece en menos de 22 milisegundos después de haber sido puesto fuera de conducción el transistor Q8, y el transistor es de nuevo puesto en conducción, el condensador C20 cargará hasta un voltaje de 15 voltios, y el diodo D14 conducirá entonces. Al cargar el condensador C20 a un régimen algo más lento, debido a la corriente tomada por el diodo D14 que conduce, circula menos corriente desde la resistencia R19, a través del diodo D15, y circula más a través del diodo D14. Antes de que el diodo D14 sea polarizado inversamente, el voltaje aumenta por encima del umbral de paso a positivo de los transistores Q9 y Q10 binarios acoplados por emisor, con lo cual el transistor Q9 es de nuevo puesto fuera de conducción y el transistor Q10 conduce de nuevo. El hecho de volver a nacerse conductor el transistor Q9 pone en conducción al transistor Q11 y proporciona una descarga rápida del condensador C20 a través del diodo D16; el diodo D15 es entonces bruscamente polarizado de nuevo a su estado estable. Es de hacer notar que incluso aunque una condición transitoria de pérdida durase largo tiempo debido a una

10

15

20

25

401389

30



corriente transitoria constante de tipo largo, la condi-
ción de pérdida que percibe la disposición de circuito
correspondiente al transistor Q7 en conducción y al tran-
sistor Q8 fuera de conducción está limitada en su duración
5 debido al acoplamiento capacitivo del condensador C18.
Cuando el transistor Q11 está fuera de conducción (condi-
ción de disparo), la combinación de los diodos Zener ZD2
y la resistencia R31 impide que el transistor Q12 pueda
conducir. Será evidente que cuando el transistor Q12 no
10 está conduciendo, la red de disparo 68 será excitada pa-
ra accionar el ruptor accionado por ella (no ilustrado).

La presente solicitud, que corresponde a la
presentada en los Estados Unidos de América, el 7 de
Abril de 1.971, bajo el número 131.990, se acoge a los
15 beneficios del artículo 51 del vigente Estatuto sobre
Propiedad Industrial.

20

REIVINDICACIONES

Los puntos de invención propia y nueva que
se presentan para que sean objeto de esta solicitud de
25 1er Certificado de Adición en España son los siguientes:

20.3.72

401389



1.- Mejoras introducidas en el objeto de la patente principal N^o 387.284, solicitada el 15 de Enero de 1.971, por "Un dispositivo protector de corriente alterna", para detectar cambios en la onda sinusoidal de una señal eléctrica alterna de un sistema de alimentación de energía eléctrica, cuyo dispositivo comprende un par de terminales de entrada destinados a ser alimentados con dicha señal de potencial alterno, una red de sumación que tiene una salida y una entrada, una red de diferenciación que tiene una entrada conectada a dichos terminales de entrada y que tiene una salida conectada a dicha entrada de dicha red de sumación, una red de integración que tiene una entrada conectada a dichos terminales de entrada y que tiene una salida conectada a dicha entrada de dicha red de sumación, incluyendo dicha red de diferenciación unos medios de multiplicación eficaces para multiplicar la magnitud de la cantidad diferencial de la señal de onda sinusoidal suministrada a su citada entrada por un multiplicador de diferenciación constante predeterminado, incluyendo dicha red de integración medios de multiplicación eficaces para multiplicar la magnitud de la cantidad integrada de la señal de onda sinusoidal suministrada a su citada entrada por un multiplicador de integración cons-

20.3.72

- 29 -



401389

30



tante predeterminado, siendo la relación de dicho multiplicador de integración a dicho multiplicador de diferenciación igual a ω^2 , donde ω es igual a 2π por la frecuencia en hertzios de dicha señal de onda sinusoidal en dichos terminales de entrada, y medios accionados acoplados a dicha salida de dicha red de sumación y accionados por dicha red de sumación como consecuencia de un cambio en la magnitud de la suma de las señales aplicadas a ella por dicha red de diferenciación y dicha red de integración.

10 2.- Mejoras según la reivindicación 1, según las cuales dichos medios accionados están acoplados a dicha red de sumación a través de una red de fijación detectora de corrientes transistorias.

15 3.- Mejoras según la reivindicación 1, o la reivindicación 2, según las cuales dicho dispositivo incluye un amplificador diferencial que tiene una entrada conectada a dicha salida de la red de sumación y que tiene terminales de salida primero y segundo, siendo dicho amplificador eficaz en respuesta a un aumento en el potencial de su citado primer terminal de salida, y para disminuir el potencial de su citado segundo terminal de salida, siendo dicho amplificador eficaz, en respuesta a una disminución en el potencial en su citada entrada, para disminuir el potencial de su citado primer terminal de salida, y para aumentar el potencial de su ci-

20

25



40 1389

30



tado segundo terminal de salida, condensadores primero y segundo, una pluralidad de dispositivos para establecer voltaje conductores de la corriente, primeros medios de circuito que conectan dicho primer condensador entre
5 un primero de dichos dispositivos para establecer voltaje y dicho primer terminal de salida del amplificador y dicho primer dispositivo para establecer voltaje a dichos medios accionados, segundos medios de circuito que conectan dicho segundo condensador entre un segundo de
10 dichos dispositivos para establecer voltaje y dicho segundo terminal de salida del amplificador y dicho segundo dispositivo para establecer voltaje a dichos medios accionados, medios que conectan una fuente de potencial constante a dichos primeros medios de circuito entre dicho primer condensador y dicho primer dispositivo para establecer
15 voltaje y que incluyen un tercero de dichos dispositivos para establecer voltaje, medios que conectan dicha fuente de potencial a dichos segundos medios de circuito entre dicho segundo condensador y dicho segundo dispositivo para establecer voltaje, y que incluyen un cuarto
20 de dichos dispositivos para establecer voltaje.

4.- Mejoras según la reivindicación 3, según las cuales dichos dispositivos para establecer voltaje primero y segundo son dispositivos conductores de la corriente asimétricos.
25

20,3.72

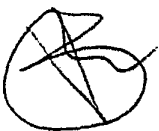
401389

5.- Mejoras según la reivindicación 4, según las cuales dichos dispositivos para establecer voltaje primero y segundo tienen una conexión común con dichos medios accionados, dichos dispositivos para establecer voltaje tercero y cuarto son dispositivos conductores de la corriente simétricos, y hay previstos un quinto dispositivo conductor de la corriente simétrico conectado entre dicha fuente de potencial y dicha conexión común de dichos dispositivos para establecer voltaje primero y segundos con dichos medios accionados.

6.- Mejoras según cualquiera de las reivindicaciones 3 a 5, según las cuales los dispositivos para establecer voltaje tercero y cuarto son dispositivos conductores de la corriente asimétricos.

7.- Mejoras según la reivindicación 6, según las cuales los dispositivos para establecer voltaje primero y segundo son dispositivos conductores de la corriente simétricos.

8.- Mejoras según la reivindicación 2, según las cuales la red de fijación incluye conexiones primera y segunda conectadas entre sí por un dispositivo de almacenamiento de energía, incluyendo además la red de fijación medios de suministro de potencial acoplados a la segunda conexión de la red de fijación para suministrar energía a dicha una conexión cuando



401389



30 MAR 1972

el potencial en dicha primera conexión de la red de fijación cambia de potencial en un primer sentido.

5 9.- Mejoras según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 8, según las cuales, dicho dispositivo comprende
10 de redes computadoras primera y segunda que tienen terminales de entrada y de salida, incluyendo dicha primera red un primer amplificador y un circuito que conecta dicho
15 amplificador entre sus citados terminales de entrada y de salida, con lo cual dicha primera red es eficaz para efectuar una operación de integración sobre un potencial
20 alterno suministrado a su citado terminal de entrada, y para suministrar el resultado integrado a su citado terminal de salida, incluyendo dicha segunda red un segundo
25 amplificador y un circuito que conecta dicho segundo amplificador entre sus citados terminales de entrada y de salida, con lo cual dicha segunda red es eficaz para efectuar una operación de diferenciación sobre una cantidad de potencial alterno suministrada a su citado terminal de entrada, y para suministrar el resultado diferenciado a su citado terminal de salida, medios que conectan dichos terminales de entrada a dicho circuito de entrada para excitación de dichas redes primera y segunda por dicha señal, una red de sumación conectada entre dichos terminales de salida y que tiene un terminal de salida, siendo dicha red de sumación eficaz para combinar dichos re-



401389



sultados en dichos terminales de salida de tal modo que la señal de salida resultante en dicho terminal de salida de dicha red de sumación sea sustancialmente cero cuando dicha señal de entrada toma la forma de una onda sinusoidal, y para proporcionar una señal de salida en dicho terminal de salida de dicha red de sumación como consecuencia de un cambio en la forma de onda de dicho dispositivo de bloqueo de corriente continua de la señal, un terminal de control, y un circuito que conecta dicho terminal de control a dicho terminal de salida y eficaz para excitar dicho terminal de control con una señal constante en presencia de dicha señal de salida.

10

5

15

10.- Mejoras según la reivindicación 9, según las cuales dicho circuito proporciona una señal de control de salida unidireccional, la cual tiene una magnitud de dicha señal de salida e independiente de la polaridad de dicha señal de salida.

20

25

11.- Mejoras según la reivindicación 9, según las cuales dicho circuito fija el potencial de dicha señal de control y comprende un dispositivo de almacenamiento acoplado entre dicho terminal de salida y dicho terminal de control, y un circuito de carga que conecta una fuente de potencial de polaridad unidireccional a dicho dispositivo de almacenamiento adyacente a dicho terminal de control, y un dispositivo de flujo de corriente





te asimétrico conectado en dicho circuito de carga.

12.- Mejoras según la reivindicación 11, según las cuales dicho dispositivo de almacenamiento es un condensador y dicho dispositivo asimétrico es un rectificador.

5

13.- Mejoras según la reivindicación 12, según las cuales dicho circuito de entrada incluye un filtro de onda sinusoidal, estando sintonizado dicho filtro para atenuar los armónicos de dicha señal de entrada.

10

14.- Mejoras introducidas en el objeto de la patente principal N° 387.284, solicitada el 15 de Enero de 1.971, por: "Un dispositivo protector de corriente alterna, según las cuales un dispositivo de protector para detectar una discontinuidad en la forma de la onda sinusoidal de una magnitud eléctrica aplicada que tiene una frecuencia angular ω , comprende redes computadoras primera y segunda, cada una de las cuales tiene un terminal de entrada y un terminal de salida, comprendiendo cada una de dichas redes un amplificador de alta ganancia que tiene su salida conectada para excitar dicho terminal de salida de la citada red con la cual está asociado, y una entrada conectada, a través de un dispositivo de impedancia de entrada, a dicho terminal de entrada de la citada red con la cual está aso-

15

20

25

20.3.72



401389



ciado, estando provisto cada uno de dichos amplificadores de un dispositivo de impedancia de realimentación conectado para suministrar una señal de realimentación desde la citada salida a la citada entrada del citado
5 amplificador, con el cual está asociado, siendo cada uno de dichos dispositivos de impedancia de realimentación de dicha primera red y dicho dispositivo de impedancia de entrada de dicha segunda red de naturaleza esencialmente resistiva, siendo dicho dispositivo de
10 impedancia de entrada de dicha primera red y dicho dispositivo de impedancia de realimentación de dicha segunda red de naturaleza esencialmente capacitiva, estando elegidas las magnitudes de las impedancias de dichos dispositivos de tal modo, con respecto a la frecuencia angular de dicha magnitud eléctrica, que las magnitudes de salida de dichas redes son de iguales valores cuando
15 ambas redes citadas son excitadas simultáneamente por dicha magnitud alterna, sin haber ninguna discontinuidad presente en su citada onda sinusoidal.

20 15.- Mejoras según la reivindicación 14, según las cuales las magnitudes son de polaridad opuesta.

25 16.- Mejoras según la reivindicación 15, según las cuales el producto de los valores de resistencia en ohmios y de los valores de capacitancia en fara-

20.3.72



401389



dios es igual a $1/w^2$.

17.- Mejoras introducidas en el objeto de la patente principal N^o 387.284, solicitada el 15 de Enero de 1971, por: "UN DISPOSITIVO PROTECTOR DE CORRIENTE ALTERNA"
5

Tal y como se ha descrito en la Memoria que antecede, representado en los dibujos que se acompañan y para los fines que se han especificado.

Esta Memoria consta de treinta y siete hojas escritas a máquina por una sola cara.
10

Madrid,

P.A.

30 MAR 1972

Alberto de Lizaso
Por Poder

20.3.72
MCM

- 37 -



FIG. 5.

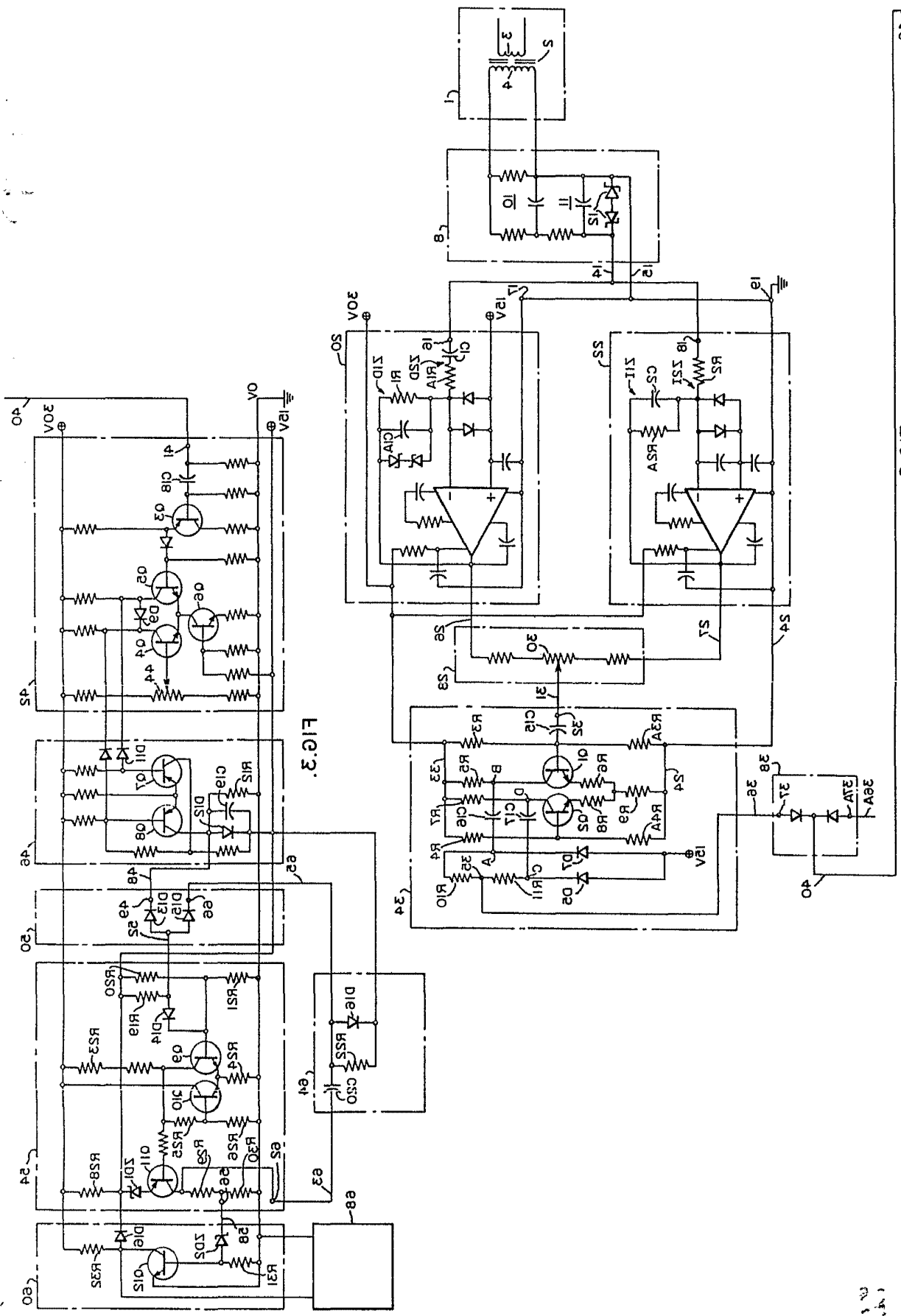
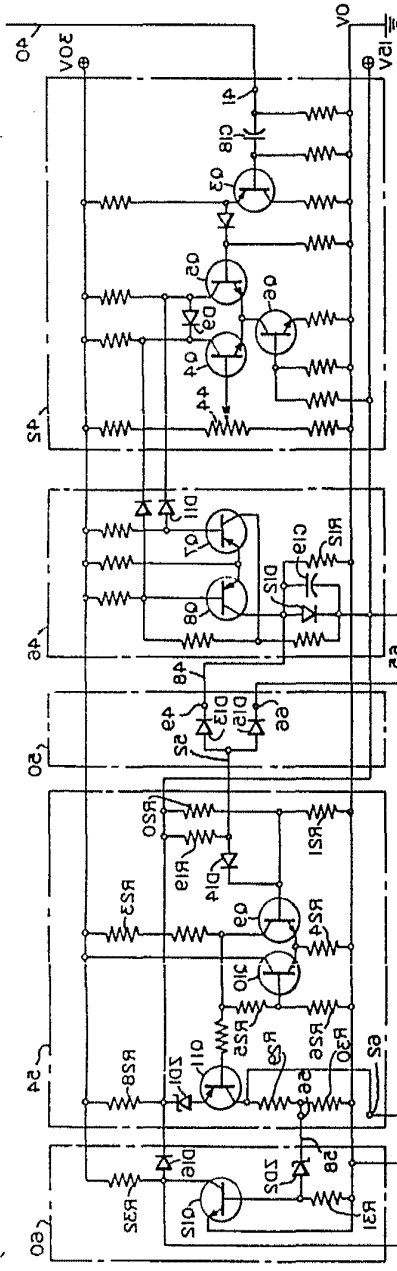


FIG. 3.



Handwritten notes or scribbles at the bottom right of the page.

120371

FIG. 3

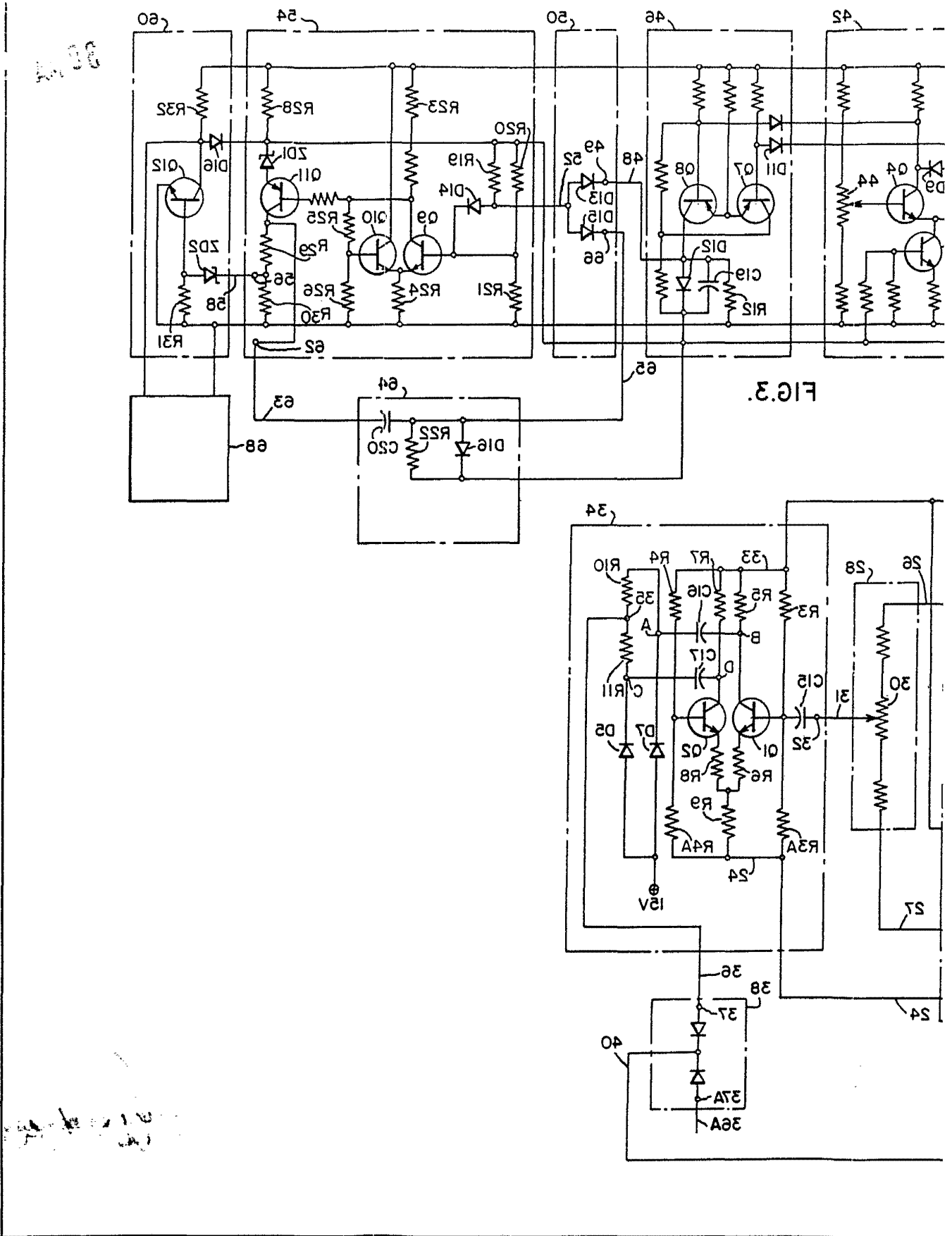


FIG. 3

88106

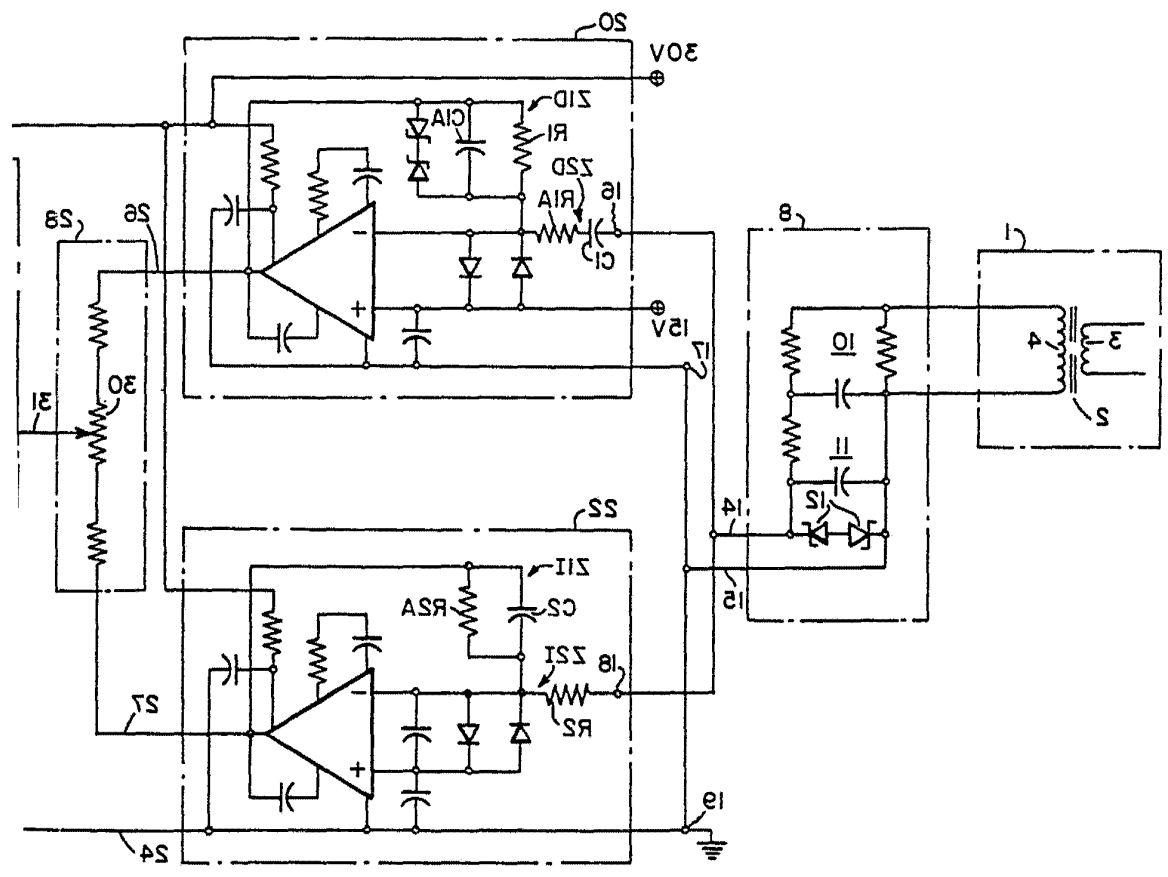
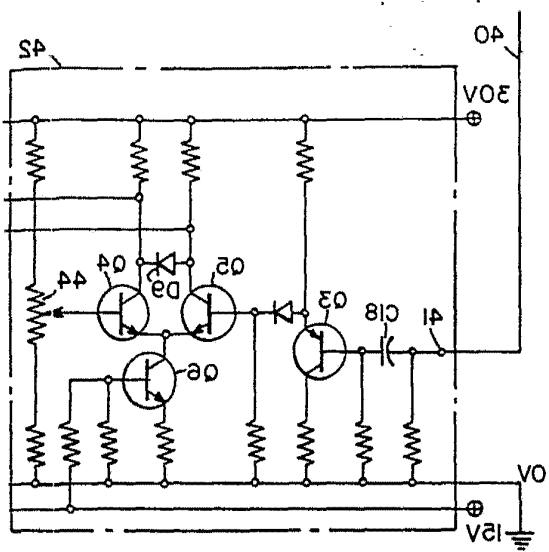


FIG. 5.

8192

Handwritten notes

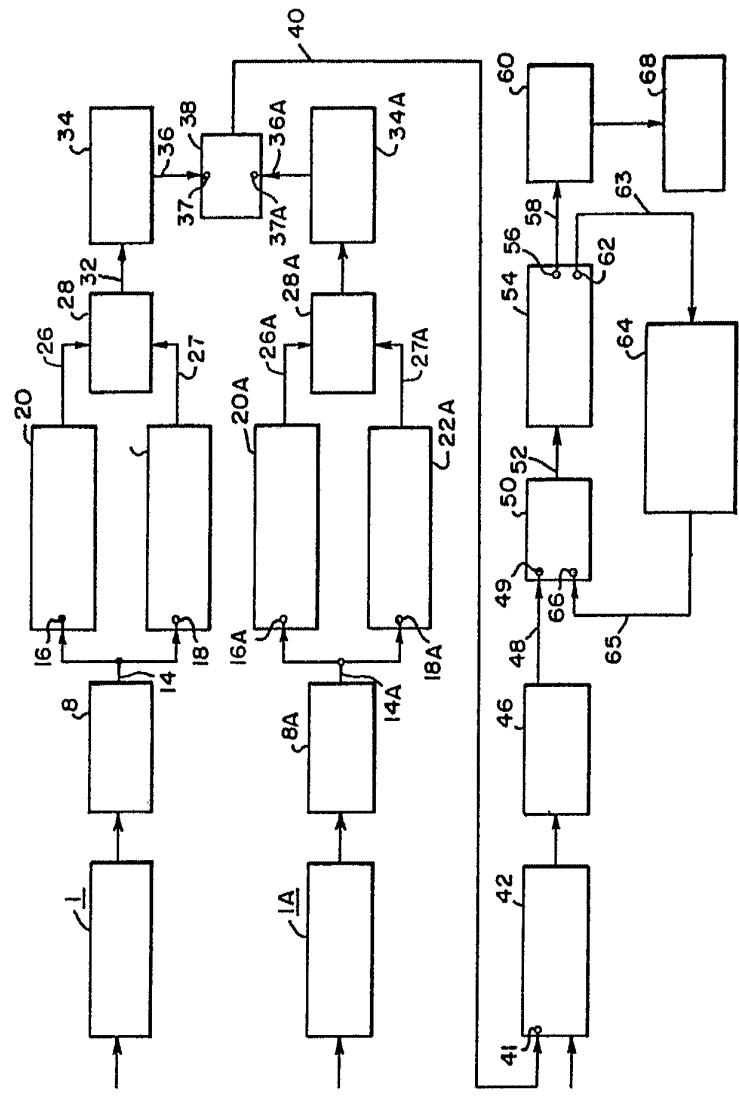


FIG. 1.

401899

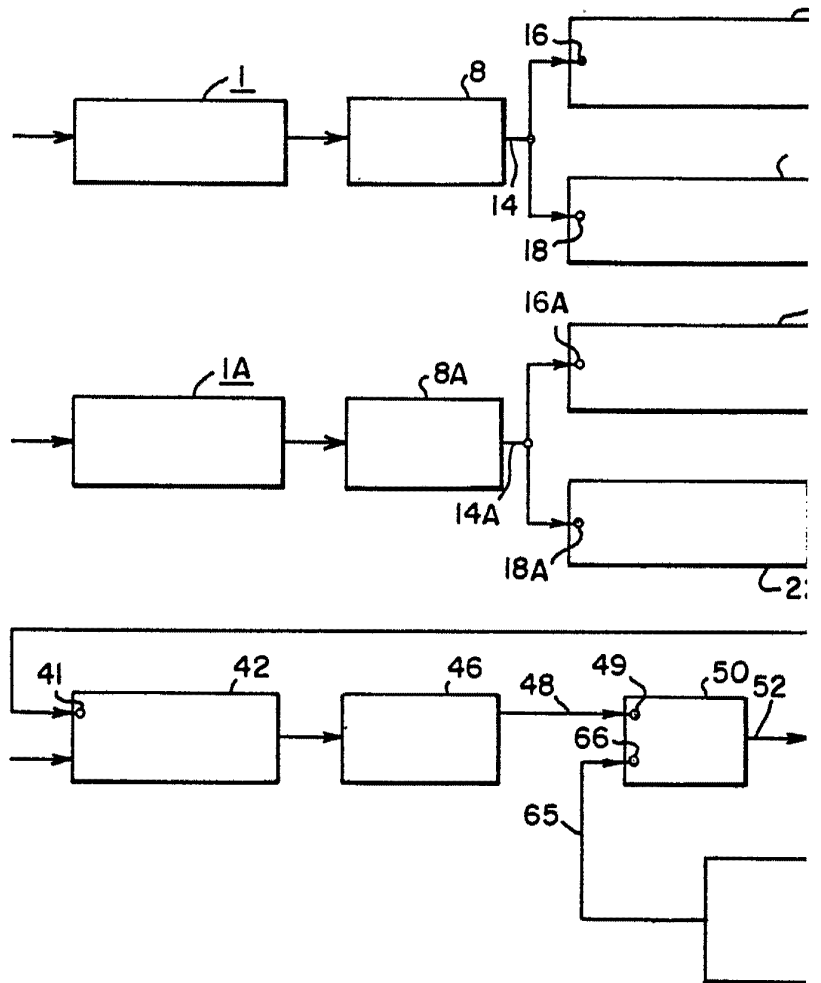
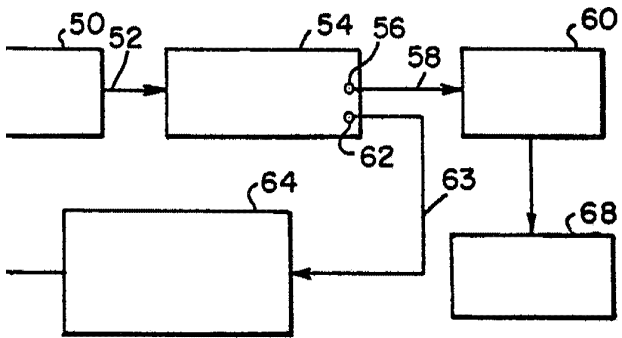
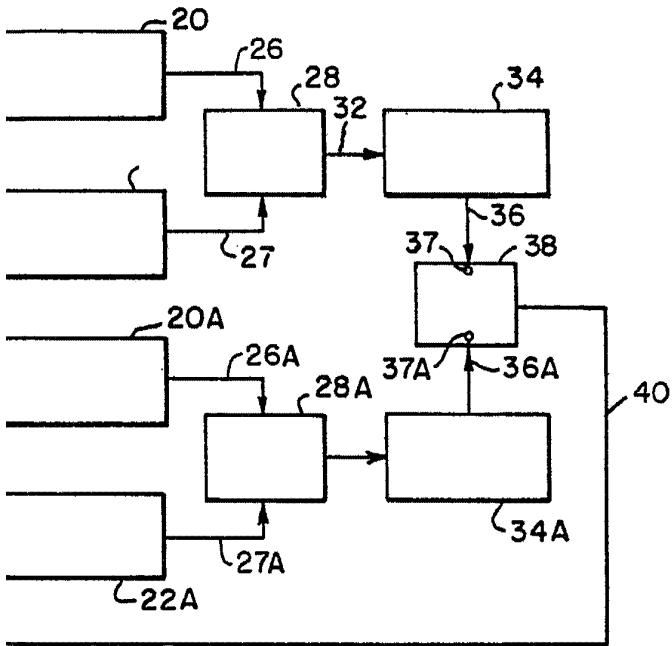


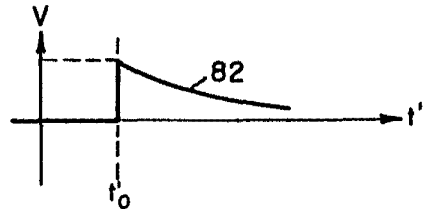
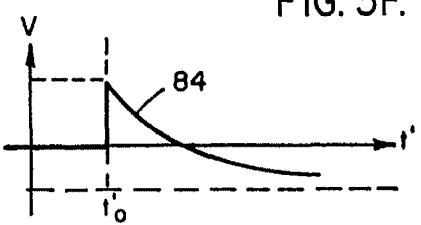
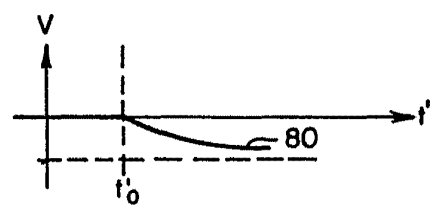
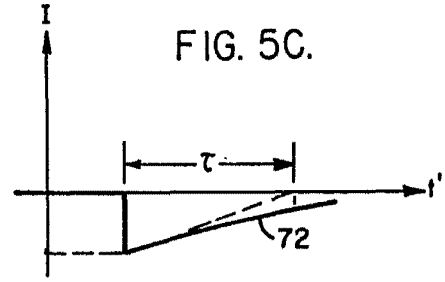
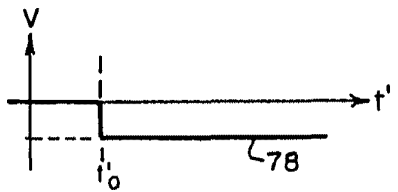
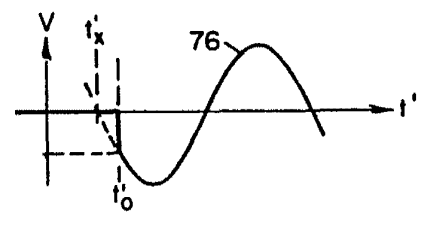
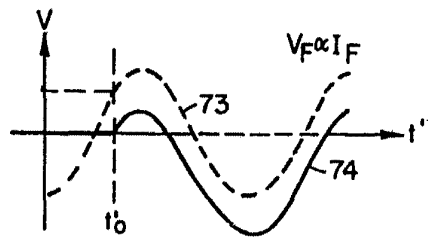
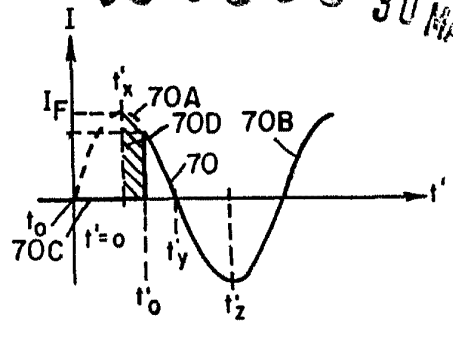
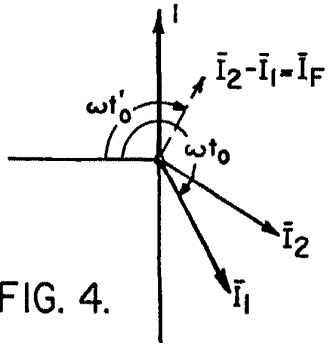
FIG. I.



Alberto P. ...

401380

30 MAR 1952



Handwritten signature and text at the bottom right.

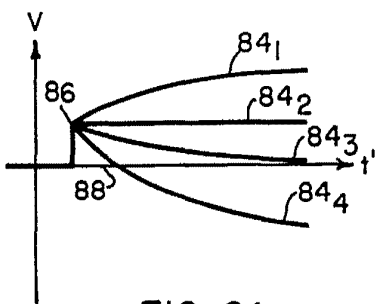


FIG. 6A.

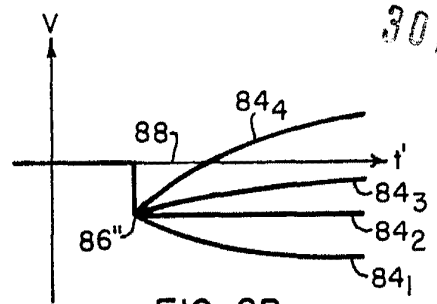


FIG. 6B.

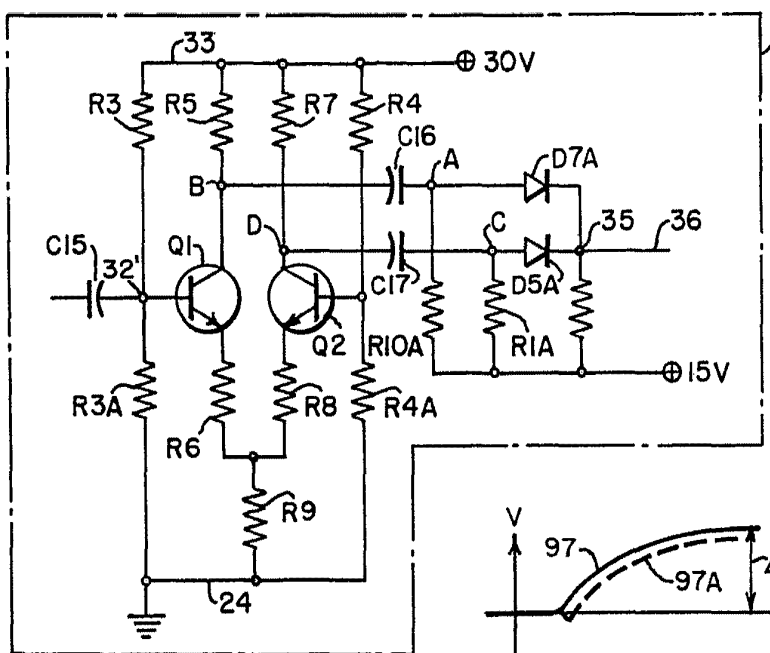


FIG. 7

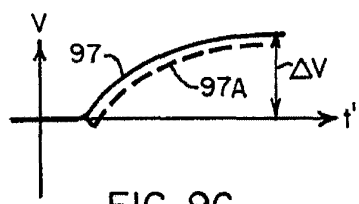


FIG. 9C.

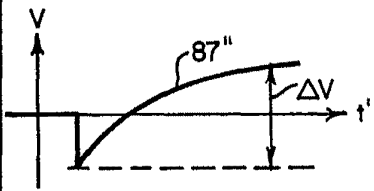


FIG. 9A.

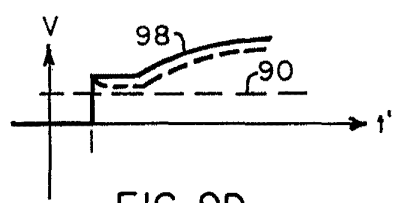


FIG. 9D.

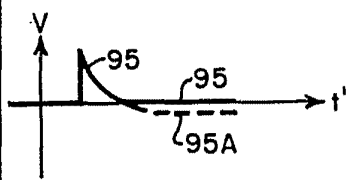


FIG. 9B.

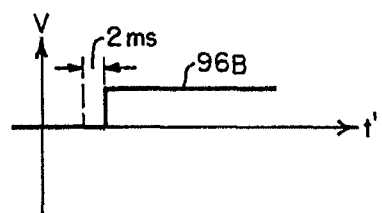
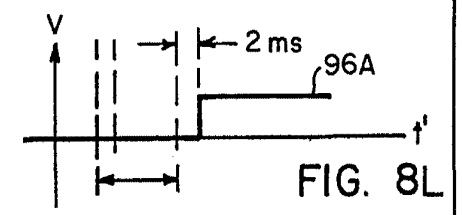
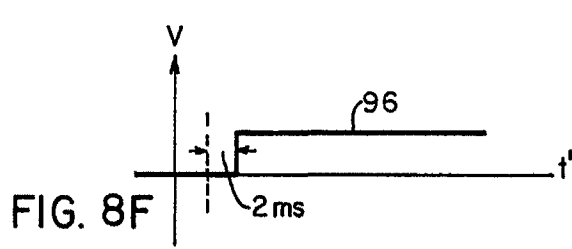
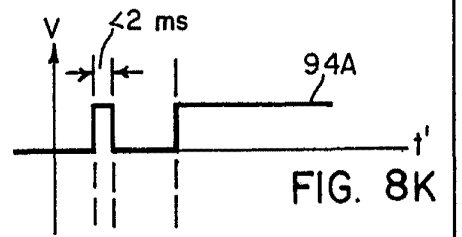
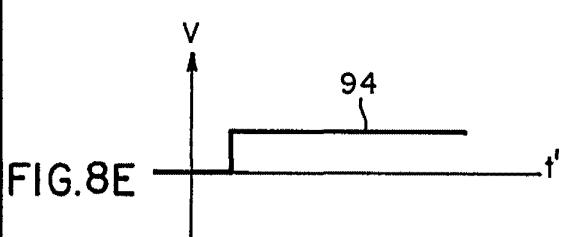
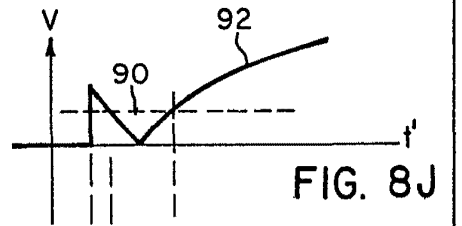
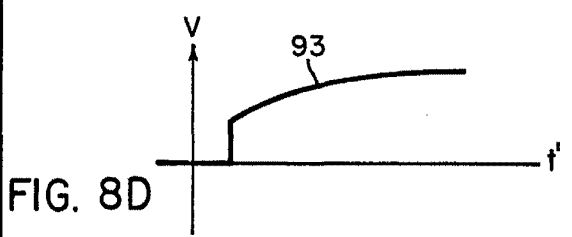
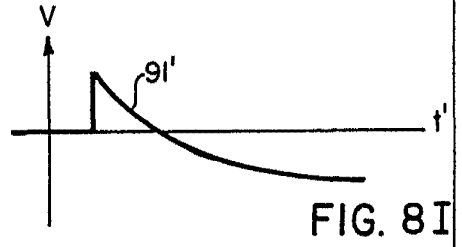
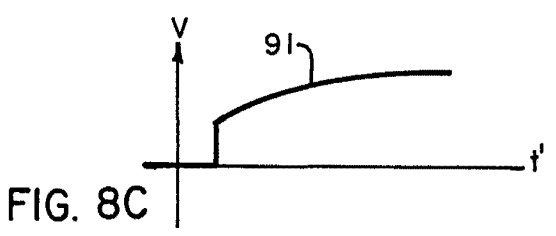
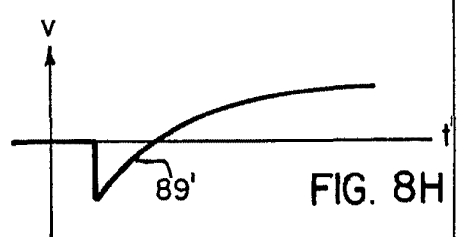
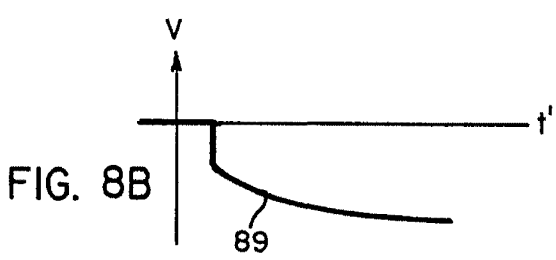
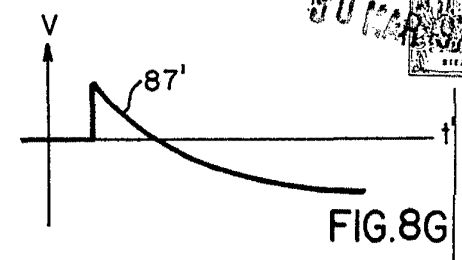
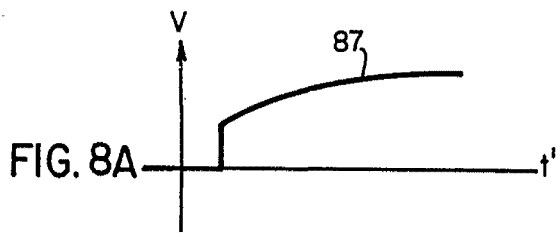


FIG. 9E.



Alberto De Maddis
Per Fozz...

491300



Alberto de la Torre
Per Fodex