



MINISTERO DELLO SVILUPPO ECONOMICO  
DIREZIONE GENERALE PER LA TUTELA DELLA PROPRIETA' INDUSTRIALE  
UFFICIO ITALIANO BREVETTI E MARCHI

# UIBM

<b>DOMANDA NUMERO</b>	<b>101994900375996</b>
<b>Data Deposito</b>	<b>24/06/1994</b>
<b>Data Pubblicazione</b>	<b>24/12/1995</b>

<b>Sezione</b>	<b>Classe</b>	<b>Sottoclasse</b>	<b>Gruppo</b>	<b>Sottogruppo</b>
H	02	P		

Titolo

TECNICA DI COMMUTAZIONE DA MODULAZIONE SINUSOIDALE A QUADRA PER ALIMENTAZIONE DI MOTORE TRIFASE MEDIANTE INVERTITORE E RELATIVO SISTEMA DI COMMUTAZIONE

24 GIU. 1994

I065663/CF/lm

Titolare: FINMECCANICA S.p.A. AZIENDA ANSALDO

\* \* \*

DESCRIZIONE

MI 94 A 00 1 3 2 2

La presente invenzione riguarda le tecniche di commutazione della modulazione per l'alimentazione di motori trifasi, in particolare per trazione ed il relativo sistema di commutazione.

E' noto che lo sviluppo di interruttori elettronici di potenza, in particolare GTO (Gate Turn Off Thiristor) apre prospettive particolarmente attraenti per lo sviluppo di sistemi di trazione che fanno uso di motori asincroni trifasi, alimentati da una sorgente di tensione continua, per esempio da una batteria di accumulatori o da una linea a C.C, che viene convertita da dispositivi di conversione, specificatamente due terne di interruttori elettronici, in un sistema trifase di tensioni alternate che alimentano le fasi del motore.

Mediante tecniche di modulazione a durata di impulsi o PWM dei periodi di conduzione degli interruttori elettronici, è possibile applicare alle fasi la tensione di alimentazione in modo impulsivo con effetto equivalente a quello di tensioni alternate di cui è possibile variare ampiezza e frequenza.

In questo modo è possibile soddisfare i requisiti di alimentazione di un motore asincrono trifase che, per operare correttamente, richiede una tensione a frequenza e ampiezza variabile con la velocità di rotazione desiderata.

Ciò allo scopo di mantenere il flusso magnetico del motore ad un valore nominale predeterminato.

La possibilità di modulazione in frequenza ed ampiezza è però limitata essenzialmente dalle prestazioni degli interruttori elettronici.

Questi sono sede di perdite di commutazione proporzionali alla frequenza di commutazione, alla corrente commutata ed alla tensione di commutazione.

Inoltre sono in grado di commutare correnti fino ad un valore massimo predeterminato e sono in grado di sopportare tensioni non superiori ad un valore massimo predeterminato.

Tutte queste limitazioni definiscono il campo di operabilità dei dispositivi interruttori.

E' quindi desiderabile utilizzare tecniche di commutazione che consentano di alimentare, a parità di tensione continua  $V$ , le fasi del motore con tensioni alternate o variabili da un minimo fino ad un massimo anche superiore a  $V$ .

E' nota per esempio la tecnica di modulazione a onda quadra che applica alle fasi del motore impulsi di tensione ad onda quadra di valore uguale alla tensione continua  $V$ .

Questi impulsi di tensione corrispondono ad una tensione applicata con una componente armonica fondamentale di ampiezza pari a  $V \cdot 4/\pi$  (come si deduce facilmente dallo sviluppo in serie di Fourier dalla forma di onda quadra), cioè circa 1,3 volte la tensione  $V$  ma avente un elevato contenuto di armoniche di ordine dispari.

Se in un sistema trifase le terze armoniche risultano in fase tra loro e si neutralizzano reciprocamente, le quinte armoniche danno luogo, a basse velocità di rotazione e quindi frequenze di eccitazione, a notevoli inconvenienti e disfunzioni che risultano invece trascurabili ad alte velocità del motore e relative frequenze di eccitazione.

Per questa ragione a basse frequenze di eccitazione di un motore trifase si fa uso di una tecnica di modulazione a larghezza di impulsi con una modulante sinusoidale portata da una sottooscillazione e frequenza della sottooscillazione relativamente elevata (per esempio 300 Hz) in rapporto al campo di frequenze di lavoro per cui il motore è progettato (per esempio da pochi Hz ad alcune decine di Hz).

Questa tecnica di modulazione consente di eccitare le fasi del motore con una tensione alternata priva di armoniche (salvo quelle trascurabili alla frequenza di portante) ma il cui valore massimo è al più uguale alla tensione continua  $V$ .

E' stato quindi proposto di combinare le due tecniche di modulazione passando dalla tecnica di modulazione con modulante sinusoidale a quella con impulsi di eccitazione ad onda quadra (di ampiezza convenientemente ridotta o modulata per evitare brusche variazioni di ampiezza della tensione di eccitazione) al di sopra di una predeterminata frequenza di eccitazione.

Per evitare che il cambiamento di modulazione provochi transitori di coppia e/o sovraccarichi, è necessario che le due

forme d'onda, per ogni fase, abbiamo contenuto armonico fondamentale o di primo ordine di eguale ampiezza e fase.

Ciò non è però sufficiente, in quanto il passaggio tra due forme d'onda con contenuti armonici diversi è causa di transitori di coppia e di sovracorrenti.

Il problema nasce dalle correnti armoniche derivanti dall'integrazione ad opera dell'induttanza di magnetizzazione del motore delle armoniche di tensione di ordine superiore al primo presenti nella forma d'onda ad impulsi a onda quadra.

Se nel momento del passaggio da impulsi a onda quadra a sottooscillazione sinusoidale, su una delle linee di alimentazione delle fasi è presente una corrente armonica non nulla, (come conseguenza dell'integrazione delle tensioni armoniche presenti nella forma d'onda quadra) tale corrente cessa di evolvere, mancando nella sottooscillazione sinusoidale un corrispondente contenuto armonico di tensione che possa imprimerle una evoluzione.

Il valore istantaneo della corrente armonica rimane quindi fissato nel tempo e decade lentamente per il solo effetto smorzante della resistenza statorica.

Questa corrente continua, con decadimento esponenziale lento, produce una alterazione asimmetrica del flusso magnetizzante con conseguenti pulsazioni di coppia e di corrente assorbita e successivo transitorio di assestamento del flusso magnetico.

Analoga situazione si presenta, per il motivo opposto, nel

passaggio da sottooscillazione sinusoidale ad impulsi ad onda quadra.

La componente armonica di corrente non può nascere istantaneamente ed ha origine con un transitorio che comporta lo sviluppo di una componente continua che decade lentamente nel tempo.

Nella pratica si rilevano in entrambi i casi sovracorrente di notevole rilievo che arrivano a provocare l'intervento di protezioni di sovracorrente, determinando l'interruzione del funzionamento.

In assenza di queste protezioni le sovracorrenti porterebbero al guasto distruttivo degli interruttori elettronici.

Per evitare questo grave inconveniente sono state proposte varie soluzioni che risultano inadeguate.

Una tecnica nota consiste nell'effettuare il passaggio di modulazione in un momento opportunamente scelto nell'ambito del periodo in cui le correnti armoniche siano minime.

Poichè le correnti armoniche nelle fasi non sono mai simultaneamente nulle, gli effetti indesiderati sono attenuati ma non evitati.

Come conseguenza occorre dimensionare il sistema di controllo in modo che possa tollerare queste sovracorrenti con evidenti maggiori costi oppure fare in modo che la potenza assorbita dal motore durante il passaggio di modulazione venga temporaneamente ridotta, con conseguente riduzione della corrente assorbita e delle sue armoniche.

Questo si ottiene annullando lo scorrimento del motore ma ha come conseguenza un temporaneo annullamento o quanto meno una caduta della coppia motrice che in molte applicazioni, comprese quelle veicolari, è inaccettabile.

Una seconda tecnica nota consiste nell'effettuare il passaggio di modulazione in modo graduale, attraverso forme d'onda intermedie, con modalità di commutazione simili a quelle della sottooscillazione con modulazione sinusoidale.

Ciò comporta la necessità di usare frequenze di commutazione molto alte, dell'ordine di 1 KHz o più, con rilevanti perdite di commutazione richiedenti comunque un sovradimensionamento dei circuiti di potenza.

Questi inconvenienti sono eliminati dal metodo di passaggio da modulazione sinusoidale a quadra e relativo sistema oggetto della presente invenzione.

Il metodo consiste nell'eseguire il passaggio in modo non graduale ed improvviso ad un istante in cui la modulazione sinusoidale di una linea (fase) ha valore nullo e nell'applicare alla stessa fase un primo impulso di tensione a onda quadra ridotto in area rapportata all'impulso di tensione sinusoidale applicato nel semiperiodo precedente, preso eguale a 1, della quantità

$$\frac{\pi^2}{12} - \frac{3}{4}$$

proporzionale quindi alla ampiezza ed al periodo della tensione sinusoidale precedentemente applicata, mentre alle altre due fasi è

applicato un impulso pieno con contenuto armonico fondamentale eguale in area all'impulso sinusoidale applicato nel semiperiodo precedente.

Similmente nel passaggio da modulazione con impulsi a onda quadra alla modulazione sinusoidale, l'ultimo impulso di tensione a onda quadra applicato ad una fase viene ridotto in area proporzionalmente alla ampiezza ed al periodo della tensione sinusoidale che sarà successivamente applicata alla stessa fase.

Poichè l'impulso di tensione applicato è per definizione l'integrale della tensione nel tempo, questa limitazione può essere ottenuta, a tensione di alimentazione costante, interrompendo temporaneamente l'alimentazione di linea per un tempo opportuno (che in funzione del periodo di modulazione può essere espresso in angolo di rotazione di campo corrispondente).

Secondo un ulteriore aspetto della presente invenzione e più vantaggiosamente ancora, la limitazione del primo impulso di tensione a onda quadra applicato alla linea è ottenuto con una temporanea inversione di polarità dell'impulso di tensione applicato, l'inversione avendo durata predeterminata rapportata al periodo ed alla ampiezza della modulazione sinusoidale.

In ambedue i modi il "buco" di tensione o l'inversione temporanea della tensione di linea inducono nella linea delle componenti armoniche di corrente che neutralizzano in buona misura le componenti armoniche sviluppate dalla modulazione a onda quadra e compensano completamente, annullandole, le componenti

continue provocate dal passaggio da un modo di modulazione all'altro.

Nel passaggio da modulazione a onda quadra a modulazione sinusoidale di tensione, la limitazione di impulso è effettuata sull'ultimo impulso a onda quadra applicato ad una linea.

Secondo un ulteriore aspetto della presente invenzione, la limitazione dell'impulso di tensione è ottenuta con buco di tensione o inversione di tensione temporalmente contiguo all'istante di passaggio da un modo all'altro di modulazione, così da ridurre al minimo l'entità delle inevitabili, ancorchè piccole, sovracorrenti causate dalle componenti armoniche e la loro durata nel tempo.

Questa tecnica di passaggio da una modalità di modulazione all'altra è messa in atto da un sistema comprendente mezzi per fornire una indicazione della posizione e velocità angolare del campo magnetico rotante e mezzi per associare a questa posizione dei segnali di modulazione, rispettivamente sinusoidale e ad onda quadra (che determinano detta posizione di campo) di ciascuna delle linee di alimentazione del motore nonchè mezzi temporizzati di selezione di detti segnali di modulazione e di correzione di un impulso ad onda quadra in funzione della velocità di rotazione del motore rispetto ad un valore prefissato.

Le caratteristiche ed i vantaggi dell'invenzione risulteranno più chiari dalla descrizione che segue fatta con riferimento ai disegni allegati in cui:

- la figura 1 rappresenta in diagramma temporale la tecnica

di modulazione a durata di impulsi per la modulazione di una tensione continua secondo una legge sinusoidale, in un sistema monofase;

- la figura 2 rappresenta in diagramma temporale il passaggio da una modulazione sinusoidale ad una modulazione ad onda quadra in un sistema monofase;

- la figura 3 rappresenta in diagramma temporale una tecnica nota di modulazione apparente di ampiezza di impulsi ad onda quadra;

- la figura 4 rappresenta in diagramma temporale la corrente che si sviluppa nel passaggio da una modulazione sinusoidale ad una modulazione d'onda quadra in un sistema monofase;

- la figura 5 rappresenta in diagramma temporale un metodo di passaggio di modulazione in accordo con la presente invenzione;

- la figura 6 rappresenta in diagramma temporale una variante del metodo di passaggio di figura 5;

- la figura 7 rappresenta in diagramma temporale le componenti armoniche di corrente che si sviluppano in un sistema trifase, nel passaggio da modulazione sinusoidale a modulazione d'onda quadra nei due casi di passaggio con metodo convenzionale e con il metodo oggetto della presente invenzione;

- la figura 8 rappresenta in schema a blocchi una realizzazione preferita di apparato per la messa in atto del metodo oggetto della presente invenzione.

Per una più agevole comprensione dell'invenzione si

considera anzitutto un sistema di alimentazione monofase ad inverter per estendere poi le considerazioni svolte ad un sistema trifase.

La figura 1 rappresenta in diagramma temporale come in modo noto viene ottenuta per modulazione a durata di impulsi PWM da una tensione continua  $V_P$  una tensione apparente sinusoidale di alimentazione di un carico induttivo.

Utilizzando il segnale periodico di sottooscillazione con periodo  $P_S$ , molto inferiore al periodo  $P$  della tensione apparente sinusoidale desiderata, si applicano periodicamente al carico induttivo, attraverso un ponte di interruttori, ciascuno con diodi di ricircolo, degli impulsi di tensione 1,2,3,4,5,6 tutti di uguale ampiezza  $V_P$  eguale alla tensione di alimentazione, ma di durata variabile con legge sinusoidale di periodo  $P$  e semiperiodo  $P/2$ .

Il carico induttivo risponde agli impulsi di tensione secondo la ben nota legge di integrazione

$$i = \int \frac{V(t)}{L} dt$$

Gli impulsi di tensione integrati hanno lo stesso effetto di una tensione alternata di periodo  $P$  ed ampiezza variabile, secondo la profondità di modulazione sinusoidale, da 0 a  $V_P$ .

Il diagramma tratteggiato 7 rappresenta una semionda di tensione sinusoidale apparente con ampiezza massima ottenibile  $V_P$  e il diagramma 8, una semionda di tensione sinusoidale apparente con una ampiezza intermedia tra 0 e  $V_P$ .

E' chiaro che la modulazione sinusoidale di tensione può essere ottenuta anche in modi diversi dalla modulazione di durata di impulsi a periodo costante.

Per esempio si può ottenere per modulazione di frequenza con durata di impulsi costante o combinando i due modi di modulazione.

Qualunque sia la tecnica di modulazione usata è chiaro che risulta tanto più precisa ed efficace nello sviluppare una tensione alternata, con contenuto di armoniche minimo a frequenza elevata, quanto più elevata è la frequenza di sottooscillazione rispetto alla frequenza di modulazione.

Vi è tuttavia un limite pratico nella scelta della frequenza di sottooscillazione, perchè ogni impulso di tensione applicato comporta una doppia commutazione di interruttori da aperto a chiuso, da chiuso ad aperto.

Ogni commutazione è causa di perdite elettriche e quindi di riscaldamento dei dispositivi interruttori.

Pertanto, superato un certo valore di frequenza di modulazione, la modulazione a durata di impulsi non è più fattibile o conveniente e deve essere sostituita con una tecnica di modulazione diversa.

Ciò è anche imposto dall'esigenza di disporre di una tensione alternata apparente con maggiore ampiezza.

La tecnica di modulazione comunemente adottata è quella ad onda quadra o più precisamente ad impulsi equidurata.

Con riferimento alla figura 2 è rappresentata una semionda di tensione sinusoidale 9 con ampiezza  $VP$  e periodo  $PC$  corrispondente alla frequenza per cui si impone un passaggio di modulazione da sinusoidale a onda quadra.

Ciò significa che alla sinusoide di tensione 9 deve seguire, a partire da un qualche istante, una onda quadra con lo stesso periodo e lo stesso contenuto armonico fondamentale.

In figura 2 l'istante di transizione da una modulazione all'altra è scelto, arbitrariamente, alla fine del semiperiodo della semionda 9.

Il rettangolo 10 rappresenta una semionda 4 di tensione che si sostituisce alla semionda 11 nell'alimentazione del carico.

Perchè le due semionde abbiano lo stesso contenuto armonico fondamentale, occorre come è noto che la semionda 10 abbia ampiezza pari a  $VP \cdot \pi/4$ .

Per ottenere questa ampiezza da una tensione di alimentazione  $VP$ , una tecnica nota di particolare efficacia nel caso di sistemi trifasi, è quella di sostituire l'onda quadra 10 con una terna di onde quadre successive, tutte dello stesso segno 12,13,14 ed egual durata corrispondente a  $\pi/3$  (e perciò dette impulsi equidurata) del periodo espresso come  $2\pi$ , gli impulsi esterni 12,14 avendo ampiezza  $VP$ , l'impulso intermedio avendo ampiezza media pari a  $VP (\pi/2-1)$ .

Come mostrato in figura 3, l'impulso intermedio è ottenuto con una modulazione di durata dello stesso a frequenza uguale o

inferiore a  $1/PS$  introducendo cioè dei buchi di tensione 15,16 (uno o più) nella parte centrale dell'onda quadra 10.

La figura 4 mostra gli effetti del cambiamento di modalità di modulazione quando il cambiamento viene effettuato nel corso del passaggio per lo 0 della tensione modulata sinusoidale.

Finchè la tensione applicata al carico, per semplicità considerato puramente induttivo, evolve con legge sinusoidale (semiperiodo 17)  $V = VP \sin \omega t$  con  $\omega = 2\pi/PC$ , la corrente  $I$  evolve con la stessa legge sinusoidale in ritardo di  $90^\circ$  ( $\pi/2$ ) rispetto alla tensione ed all'istante  $t_0$  ha un valore di picco  $|I_0| = VP/\omega L$  dove  $L$  è l'induttanza del carico.

Per convenienza e semplicità di descrizione la pulsazione  $\omega$ , la tensione  $VP$  e l'induttanza  $L$  possono essere considerate come aventi valore unitario, per cui  $I_0$  ha valore unitario di riferimento.

A partire dall'istante  $t_0$  e per tutto il semiperiodo seguente 18, di durata eguale al semiperiodo 17, la tensione applicata al carico è mediamente  $VP \cdot \pi/4 = \pi/4$ .

Pertanto la corrente evolve secondo la legge lineare  $L \cdot di/dt = VP \cdot \pi/4$  ovvero  $di/dt = \pi/4$  con una variazione nel

$$\text{semiperiodo pari a } \Delta i = \int_{t_1}^{t_0} \pi/4 \cdot dt = \pi/4(t_1 - t_0)$$

ovvero, esprimendo il tempo in funzione della pulsazione  $\omega$  assunta come unitaria  $\Delta i = \pi/4 \cdot \pi = \pi^2/4$ .

All'istante  $t_1$  la corrente assume valore  $t_1 = \Delta I - I_0 = \pi^2/4 - 1$  pari a circa 1,5 volte la corrente massima  $I_0$  commutata in regime

sinusoidale con un sovraccarico rilevante degli interruttori.

Nel corso del successivo semiperiodo la corrente si inverte assumendo un valore minimo di picco pari a  $\pi^2/4 - 1 - \Delta I = -1$ .

E' quindi evidente che si instaura una corrente con una componente continua DCC pari a  $\pi^2/8 - 1 \approx 0,25$  che si mantiene indefinitamente (salvo in pratica un lento decadimento esponenziale dovuto alla componente resistiva del carico) e che comporta oltre a sovracorrenti, effetti dannosi sul carico.

Lo squilibrio di corrente è essenzialmente dovuto al fatto che l'impulso di tensione 1 applicato nel corso del semiperiodo 17 è diverso e inferiore all'impulso di tensione U2 applicato nel corso del successivo semiperiodo.

Quest'ultimo introduce delle armoniche di corrente addizionali alla fondamentale e una componente continua.

Secondo l'invenzione gli inconvenienti esposti sono eliminati modificando o riducendo l'impulso di tensione a onda quadra immediatamente seguente all'impulso sinusoidale U1 in modo che assuma un valore medio tra l'impulso U1 e gli impulsi U2 successivamente applicati.

Questa riduzione o modifica può essere ottenuta come illustrata in figura 5 introducendo nel primo semiperiodo di modulazione a onda quadra ed all'inizio di questo un "buco" di tensione di durata X tale che l'impulso U3 risultante abbia valore  $U3 = (U1 + U2)/2$  ovvero, per le convenzioni adottate  $U3 = \pi^2/8 + 1$ .

Pertanto il ritardo X, relativo a T0 nella applicazione

dell'impulso U3 vale, come è facile verificare (tenendo conto che la tensione soppressa ha valore unitario e non  $\pi/4$ )  $X=\pi^2/8-1$  che può essere espresso in gradi nonagesimali come  $X \approx 14^\circ$ .

La corrente si mantiene a valore I0 nell'intervallo di tempo  $tX-t0$ , poi cresce con legge lineare fino ad assumere all'istante t1 il valore  $I1=\pi^2/8 \approx 1,25$  che, per quanto maggiore di |I0| è ben inferiore alla corrente di picco del caso precedente.

Con questo accorgimento la componente continua di corrente viene completamente eliminata.

E' chiaro che lo stesso effetto può essere ottenuto introducendo il buco di tensione in una fase qualsiasi del primo semiperiodo di modulazione a onda quadra.

Più vantaggiosamente ancora, in quanto porta ad una variazione di contenuto armonico del transitorio con attenuazione delle frequenze più basse, è possibile ottenere lo stesso effetto con una temporanea inversione della tensione applicata.

In figura 6, l'impulso di tensione a onda quadra applicata nel semiperiodo 18 immediatamente successivo all'ultimo periodo 17 di modulazione sinusoidale, è costituito da un impulso di tensione inversa U4 di durata pari a X1 e da un impulso di tensione U5 applicata nel verso appropriato.

Senza sviluppare considerazioni analitiche è evidente, da semplici considerazioni geometriche, che l'impulso risultante U4+U5 ha lo stesso effetto dell'impulso U3 di figura 5 se  $X1=\pi^2/16-\frac{1}{2} \approx 7^\circ$ .

E' da notare che in questo caso la posizione dell'impulso di

tensione inversa nell'ambito del semiperiodo non è irrilevante al fine di minimizzare le sovracorrenti e che un impulso di tensione inversa applicato alla fine del semiperiodo darebbe luogo a una maggior sovracorrente.

Le stesse considerazioni possono essere sviluppare in un sistema trifase, dove occorre tuttavia tener conto delle interazioni tra le diverse fasi.

E' quindi conveniente calcolare la necessaria correzione da apportare con criteri diversi.

Mentre in un sistema trifase in regime sinusoidale il centro stella è fisso a 0, in un sistema trifase a onda quadra il livello del centro stella è soggetto a fluttuazioni e vale nel tempo

$$\frac{q_1(t)+q_2(t)+q_3(t)}{3}$$

dove  $q_1(t)$ ,  $q_2(t)$ ,  $q_3(t)$  rappresentano rispettivamente la tensione quadra di ciascuna fase.

Si può quindi definire per ogni fase una grandezza

$$(1) \quad d_n(t) = [q_n(t) - \frac{q_1(t) + q_2(t) + q_3(t)}{3}] - S_n(t)$$

La grandezza  $d_n(t)$  rappresenta la differenza o lo scarto della tensione di fase, relativa al centro stella (variabile) e la componente armonica fondamentale della tensione quadra.

Nella relazione (1)  $S_n(t)$  è la funzione sinusoidale rappresentativa dell'armonica fondamentale della fase  $n$  e  $q_n(t) = \pi/4 \cdot (\text{segno di } S_n(t))$  rappresenta la quadra di

contenuto armonico fondamentale equivalente.

Allora  $i_n(t) = \int dn(t)dt$  rappresenta, con le convenzioni già usate ( $VP=1$ ,  $L=1$ ,  $\omega=1$ ) la corrente armonica diversa dalla fondamentale per ogni singola fase (che può essere agevolmente calcolata) che si stabilisce nel passaggio da un regime sinusoidale (privo di armoniche) ad un regime di modulazione a onda quadra.

I diagrammi R, S, T, di figura 7 rappresentano la corrente armonica così instaurata in ogni fase R, S, T, nell'ipotesi che il cambiamento di modulazione avvenga quando la tensione applicata alla fase R ha valore 0 ossia passa per lo 0, senza le correzioni oggetto dell'invenzione.

Definita con A la quantità  $A = \pi^2 / 18 - \frac{1}{2}$  (che rappresenta l'integrale  $i_n(t)$  calcolato su un arco di periodo compreso tra  $t=0$  e  $t=\pi/3$ , la corrente armonica nella fase R è sempre positiva e varia da 0 a 4A con valore medio pari a 2A.

La corrente armonica nella fase S, ovviamente sfasata di  $120^\circ$ , ha andamento simile a quello della corrente armonica nella fase R ma varia da un massimo pari ad A fino ad un minimo pari a  $-3A$  con una componente continua pari a  $-A$ .

La corrente armonica nella fase T ha andamento simile a quella della fase S, sfasato di  $120^\circ$ , essa pure con componente continua pari a  $-A$ .

Tutte le correnti armoniche nascono necessariamente all'istante  $t_0$  con valore iniziale nullo.

Come già spiegato esaurientemente con riferimento ad un

sistema monofase è possibile compensare queste componenti continue modificando il primo impulso di tensione quadra applicato ad una fase, in questo caso la fase R, così da togliere a questo un'area di tensione opportuna, corrispondente alla quantità  $3A$  (dimensionalmente  $A$  può essere considerato sia un impulso di tensione che una durata di impulso di tensione di ampiezza unitaria).

Questa modifica dell'impulso  $q_1(t)$  simile a quella descritta con riferimento alla figura 5, relativa ad un sistema monofase, ha evidentemente effetto anche sulle fasi S e T secondo la equazione (1) e porta ad uno spostamento del centro stella pari a  $+A$ .

Per effetto di questo spostamento viene completamente eliminata la componente continua in ciascuna delle tre fasi e le componenti armoniche si distribuiscono uniformemente intorno al valore 0, come rappresentato nei diagrammi R1, S1, T1 di figura 7.

Chiaramente lo stesso risultato, in analogia con la descrizione fatta con riferimento alla figura 6, si ottiene vantaggiosamente applicando alla fase 1 un impulso di tensione inversa corrispondente alla quantità  $A \times 3/2$  ossia un impulso di tensione unitaria  $-1$  e durata pari a  $\pi^2/12 - 3/4 \approx 4^\circ$ .

E' da notare che in un sistema trifase, sia l'introduzione del "buco" di tensione che dell'impulso di tensione inversa immediatamente dopo il cambiamento di modulazione, rende minima l'entità delle inevitabili sovracorrenti ed è da preferire rispetto a correzioni apportate in istanti diversi del semiperiodo.

Nella descrizione che precede si è fatto riferimento ad una transizione da regime di modulazione sinusoidale a quadro con tensione sinusoidale di ampiezza unitaria relativamente alla tensione continua di alimentazione.

E' però possibile eseguire transizioni anche se l'ampiezza della modulazione sinusoidale è inferiore a 1 relativamente alla tensione continua di alimentazione.

Per una generica ampiezza  $K$  (con  $0 < K \leq 1$ ) della modulazione sinusoidale la correzione da apportare sarà proporzionalmente ridotta in durata.

Chiaramente nella transizione da modulazione a onda quadra a modulazione sinusoidale la modalità di passaggio è la stessa ed avviene introducendo una modificazione dell'impulso a onda quadra che precede la transizione, preferibilmente subito prima dell'istante di passaggio.

La figura 8 rappresenta in schema a blocchi una forma preferita di realizzazione del sistema di commutazione che mette in atto il metodo descritto in un sistema trifase.

Il blocco 20 alimentato da una tensione continua  $V_P$  rappresenta un invertitore trifase di tipo convenzionale che alimenta le fasi statoriche 21,22,23 di un motore asincrono trifase così da generare un campo magnetico rotante.

Il rotore 24 del motore è accoppiato ad un rivelatore di velocità angolare 25, QDET preferibilmente un encoder il cui segnale di uscita è applicato ad un circuito di confronto 26 che in funzione

di una velocità di rotazione desiderata SP genera un segnale di errore E.

La velocità angolare del rotore, sommata al segnale di errore E in un circuito sommatore di frequenze FRADD 27, fornisce un segnale  $\Omega$  costituito da impulsi periodici di frequenza proporzionale alla pulsazione  $\Omega$  ossia alla velocità angolare espressa in radianti/secondo da imporre al campo magnetico rotante.

Il circuito sommatore 27 genera anche un segnale binario U/D che definisce il senso di rotazione del campo e controlla un contatore binario ciclico 28 perchè incrementi o decrementi ad ogni impulso del segnale  $\Omega$  ricevuto.

Lo stato del contatore descrive quindi, per ogni valore di conteggio, la posizione angolare del campo magnetico rotante ed il corrispondente angolo di fase che ciascuna delle tensioni di fase applicate allo statore deve avere.

Un predeterminato valore di conteggio, per esempio 0, definisce quindi l'inizio del periodo ossia il passaggio per lo 0 di una delle tre tensioni di fase e produce in uscita dal contatore 28 un corrispondente segnale "0".

Il codice binario in uscita dal contatore 28 è applicato agli ingressi di indirizzo di tre memorie permanenti preferibilmente EPROM 29, 30, 31 alle cui uscite è disponibile un codice binario che al variare dell'indirizzo evolve secondo la funzione sinusoidale di ampiezza unitaria, le sinusoidi descritte da ogni EPROM essendo

sfasate di  $120^\circ$  l'una rispetto all'altra.

Le uscite binarie delle EPROM 29, 30, 31 sono applicate in ingresso rispettivamente a uno di tre convertitori digitali/analogici DAC 32, 33, 34, con fattore di conversione controllato.

Un convertitore frequenza tensione F/V 35 connesso all'uscita del sommatore 27, converte il segnale impulsivo  $\Omega$  in un segnale analogico di tensione proporzionale alla velocità angolare di campo.

L'uscita del convertitore 35 è connessa all'ingresso di controllo dei convertitori 32, 33, 34 che pertanto generano in uscita al variare dello stato del contatore 28, tre segnali sinusoidali la cui frequenza è correlata alla frequenza di incrementazione del contatore 28 e la cui ampiezza è correlata alla velocità angolare di campo.

Le uscite dei convertitori 32, 33, 34, sono ciascuna connessa all'ingresso di un comparatore rispettivamente 36, 37, 38 che riceve ad un secondo ingresso un segnale di tensione variabile a dente di sega o in modo del tutto equivalente a profilo triangolare, generato da un oscillatore controllato in tensione VCO 39, che oscilla ad una frequenza prestabilita FS (frequenza di sottooscillazione) maggiore della frequenza dei segnali sinusoidali in uscita dai convertitori 32,33,34.

All'uscita dei comparatori 36,37,38 sono quindi disponibili tre segnali impulsivi di frequenza FS modulati in durata secondo una legge sinusoidale (analogamente a quanto illustrato in figura 1).

Questi segnali attraverso il multiplexer 40 sono applicati in

ingresso all'invertitore 20 e ne comandano gli interruttori.

Convenientemente la frequenza dell'oscillatore VCO 39 viene controllata e ridotta per bassi valori di velocità angolare di campo, in modo da ridurre al minimo le perdite di commutazione degli interruttori.

A questo scopo il segnale analogico in uscita dal convertitore 35, convenientemente limitato in ampiezza da un limitatore 41 è applicato come tensione di controllo al VCO 39 attraverso un multiplexer analogico 42 la cui funzione sarà illustrata nel seguito.

In aggiunta alle EPROM 29,30,31 è prevista una quarta memoria permanente EPROM 43 che, analogamente alle EPROM 29,30, 31 è indirizzata dall'uscita del contatore 28 e descrive con livello binario su tre uscite 44 tre forme d'onda quadre aventi la stessa frequenza ciclica del contatore 28, che attraverso il multiplexer 40 sono applicate in ingresso all'invertitore 20.

Per ottenere una modulazione equivalente di ampiezza delle onde quadre in uscita dalla EPROM 28, la EPROM 43 produce in uscita, su uscite 45, dei codici binari rappresentativi di rampe a scalini, collocate temporalmente nella porzione centrale di ciascuno degli impulsi a onda quadra.

Questi codici sono convertiti da un convertitore digitale/analogico 46 in una rampa di tensione che viene confrontata da un comparatore 47 con la tensione in uscita dal convertitore 35 e rappresentativa della velocità angolare di campo.

Il comparatore 47 produce quindi in uscita degli impulsi

periodici binari di durata decrescente con l'aumentare della velocità angolare di campo.

Questi impulsi possono essere applicati ad un ingresso di indirizzo delle EPROM 43 per modificare lo stato dei segnali sulle uscite 44 o anche come segnale di controllo per chiudere delle porte di controllo delle uscite 44 e deasserire i segnali ivi presenti, introducendo così nelle forme d'onda quadre i buchi di tensione già visti con riferimento alla figura 3.

Si possono ora considerare i diversi componenti che controllano il passaggio dalla modulazione sinusoidale di tensione a quella a onda quadra e viceversa.

Una logica di controllo 48, che è essenzialmente una macchina a stati finiti, riceve in ingresso il segnale "0" dal contatore 28 e il segnale di tensione VC in uscita dal convertitore 35 e rappresentativo della velocità angolare di campo.

La logica di controllo 48, comprende un comparatore di tensione con isteresi opportuna che confronta la tensione in uscita dal convertitore 35 con una banda di tensioni di riferimento VREF rappresentativa della soglia o velocità angolare di campo a cui occorre commutare da un modo di modulazione all'altro.

Per  $VC < VREF$  la logica di controllo 48 è in uno stato che, attraverso un filo 49, comanda il multiplexer 40 in modo da trasferire all'inverter 20 la modulazione sinusoidale di fase.

Quando VC supera VREF, la logica di controllo 48 si pone in uno stato di attesa del segnale 0, al verificarsi del quale abilita il

multiplexer 40 al trasferimento dei segnali rappresentativi di onda quadra.

Allo stesso tempo viene inviato un segnale di comando attraverso un filo 53 ad una memoria EPROM 50.

Il segnale sul filo 53 può agire sia come bit di indirizzamento sia come abilitazione di uscite che diversamente sarebbero tenute a livello logico asserito.

La EPROM 50 riceve, come indirizzo, lo stato del contatore 28 e produce corrispondentemente in uscita dei codici rappresentativi di una onda a trapezio con i lati obliqui aventi origine negli istanti di passaggio dallo 0 di una fase delle tensioni di alimentazione.

Il codice in uscita dalla EPROM 50 è convertito in un segnale analogico di tensione da un convertitore D/A 51 e applicato in ingresso ad un comparatore 52 che riceve al secondo ingresso il segnale di tensione sviluppato dal convertitore 35.

Fin che la tensione in uscita dal convertitore 51 è inferiore alla tensione VC, in questo caso rappresentativa del coefficiente K di ampiezza di modulante sinusoidale, il comparatore 52 produce in uscita un segnale che maschera quella delle uscite 44 e che corrisponde alla fase appena passata per lo 0, introducendo con questo nella corrispondente tensione di fase un buco di tensione di durata predeterminata variabile proporzionalmente a K.

Dopo un tempo predeterminato, che può essere imposto per esempio da un segnale finestra FIN in uscita dalla EPROM 43, il segnale sul filo 53 viene deasserito, per evitare l'ulteriore

introduzione di buchi di tensione nei periodi seguenti.

Del tutto analogo è il passaggio da modulazione a onda quadra a modulazione sinusoidale.

Quando la tensione VC scende sotto la tensione di riferimento VREF la logica a stati 48, al verificarsi del segnale di 0, una prima volta attende l'asserzione del segnale finestra FIN da EPROM 43 e al quel momento asserisce al segnale di abilitazione della EPROM 50. Questo provoca l'introduzione di un buco di tensione (anche in questo caso di durata proporzionale a K) in una fase immediatamente prima del passaggio per lo 0 di questa.

Con il successivo impulso di 0 ricevuto, la logica a stati 48 commuta poi il multiplexer 40 e disabilita la EPROM 50.

Per quando non strettamente indispensabile è anche previsto un meccanismo di sincronizzazione della portante di sottooscillazione con la modulante sinusoidale in modo che le correnti transitorie di commutazione PVM siano nulle quando avviene il passaggio da una forma di modulazione all'altra.

Il meccanismo comprende essenzialmente un circuito di aggancio di fase PLL 55 ed il multiplexer 42.

La EPROM 43 oltre ai segnali già visti, genera un segnale periodico binario SINC con frequenza proporzionale alla frequenza di incrementazione del contatore e molto prossimo, quando la tensione VC è uguale a VREF alla frequenza del VCO 39.

Il segnale SINC è applicato all'ingresso di riferimento del circuito 55, essenzialmente ad un comparatore di fase, la cui uscita

analogica è connessa ad un secondo ingresso del multiplexer 42.

Con l'attivazione della macchina a stati 48, e per un tempo predeterminato definito per esempio dal riconoscimento da parte della macchina a stati di un segnale 0 precedente a quello in coincidenza del quale si farà il passaggio di modulazione, il multiplexer 42 viene comandato per applicare al VCO 39 la tensione in uscita dal comparatore di fase.

In questo modo la frequenza del VCO 39 viene modificata fino ad assumere la frequenza imposta da SINC e in fase predeterminata rispetto a questa.

Questa sincronizzazione è effettuata solamente in un breve periodo di tempo immediatamente precedente ad un cambiamento di modulazione.

La descrizione che precede riguarda solo una forma preferita di realizzazione dell'invenzione ed è chiaro che molte varianti possono essere apportate senza dipartirsi dal suo scopo.

Per esempio la trattazione che precede ha definito in termini rigorosi l'entità della correzione da apportare nel caso di sistema trifase con carico puramente induttivo.

In funzione delle caratteristiche resistive di questo è possibile definire un campo ottimale di valori di correzione, essenzialmente proporzionali alla frequenza ed ampiezza della tensione a modulazione sinusoidale relativamente alla tensione continua di alimentazione.

\* \* \*

## RIVENDICAZIONI

1. Metodo di passaggio da modulazione sinusoidale di una tensione continua di alimentazione in un sistema trifase a modulazione a onda quadra e viceversa consistente nel riconoscere l'istante di passaggio per lo 0 di una tensione modulata sinusoidale di linea e nell'eseguire il cambiamento di modulazione in tale istante, applicando a tale linea, nel semiperiodo immediatamente seguente a tale passaggio, un primo impulso di tensione di area ridotta rispetto all'impulso a onda quadra avente contenuto armonico fondamentale eguale a detta modulazione sinusoidale, di una predeterminata quantità proporzionale all'ampiezza ed al periodo di detta modulazione sinusoidale e

nel riconoscere l'istante di passaggio per lo 0 di una tensione modulata a onda quadra di linea e nell'eseguire il cambiamento di modulazione in tale istante, applicando a tale linea, nel semiperiodo immediatamente precedente a tale passaggio detto primo impulso di tensione di area ridotta.

2. Metodo di passaggio come a rivendicazione precedente in cui detto primo impulso di tensione di area ridotta è ottenuto mediante l'introduzione in detto semiperiodo rispettivamente seguente o precedente a detto istante di passaggio di un buco di assenza di tensione.

3. Metodo come a rivendicazione 1 in cui detto impulso di tensione di area ridotta è ottenuto mediante l'introduzione in detto semiperiodo rispettivamente seguente o precedente alla distanza di

passaggio di un secondo impulso di tensione di segni opposto a detto primo impulso di tensione.

4. Metodo come a rivendicazioni 2 e 3 in cui detto buco di tensione e secondo impulso di tensione rispettivamente sono temporaneamente contigui a detto istante di passaggio.

5. Metodo come a rivendicazioni precedenti in cui detta predeterminata quantità di riduzione di area, rapportata all'area di semiperiodo di detta modulazione sinusoidale, considerata come unitaria, e' pari a  $(\pi^2/6 - 3/2) \cdot K$  dove  $K \leq 1$  è l'ampiezza di detta modulazione sinusoidale relativa a detta tensione continua di alimentazione.

6. Metodo come a rivendicazioni precedenti in cui detta modulazione sinusoidale comprende una frequenza portante sincronizzata con detta modulazione in un intervallo temporale comprendente detto istante di passaggio.

7. Sistema di commutazione da modulazione sinusoidale di una tensione continua di alimentazione, per un sistema trifase, a modulazione a onda quadra, comprendente primi mezzi (27,28) per generare un codice variabile indicativo della posizione angolare di campo generato da un sistema trifase di tensione,

secondi mezzi per convertire detto codice variabile in una prima terna di segnali di modulazione sinusoidale,

terzi mezzi per convertire detto codice variabile in una seconda terna di segnali di modulazione a onda quadra, caratterizzato da ciò che comprende:

quarti mezzi (28) per riconoscere una posizione angolare di campo correlata al passaggio per lo 0 di uno di detti segnali di prima e seconda terna,

quinti mezzi (48,40) per commutare l'applicazione mutuamente esclusiva di detta prima e seconda terna di segnali a un invertitore ad un istante coincidente con l'istante di riconoscimento di detta posizione angolare di campo,

sesti mezzi (50,51,52) per diminuire l'impulso di tensione corrispondente ad un semiperiodo di un predeterminato segnale di detto seconda terna, applicato a detto invertitore, immediatamente prima o dopo detto istante di commutazione, di una quantità pari a  $(\pi^2/6 - 3/2) \cdot K$  dell'impulso di tensione corrispondente ad una semionda di detti segnali di modulazione sinusoidali, K essendo il rapporto tra la tensione di alimentazione sinusoidale sviluppata da detto invertitore per detta modulazione sinusoidale e detta tensione continua di alimentazione.

8. Sistema come a rivendicazione 7 in cui detti sesti mezzi comprendono settimi mezzi per generare un segnale a rampa immediatamente prima e dopo detto istante di riconoscimento di detta posizione angolare ed un comparatore di detto segnale di rampa con un segnale rappresentativo della velocità angolare di detto campo e dell'ampiezza di detta modulazione sinusoidale in rapporto a detta tensione continua di alimentazione.

9. Sistema come a rivendicazioni 7 e 8 in cui detti secondi mezzi comprendono un generatore (39) di oscillazione portante di

modulazione sinusoidale, comprendente inoltre ottavi mezzi (48,55,42) di sincronizzazione di detto generatore (39) con detto istante di commutazione.

10. Sistema come a rivendicazione 9 in cui detti terzi mezzi comprendono una memoria (43) indirizzata da detto codice variabile per generare in aggiunta a detta seconda terna di segnali un segnale binario periodico di sincronizzazione (SINC) applicato in ingresso a detti ottavi mezzi.

\* \* \*



  
Ing. Carlo FALCETTI  
N. iscriz. ALBO 161  
( in proprio e per gli altri )

MI 94A 001322

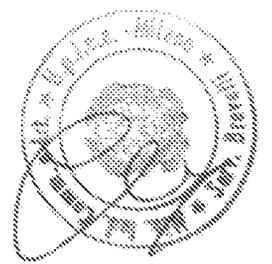
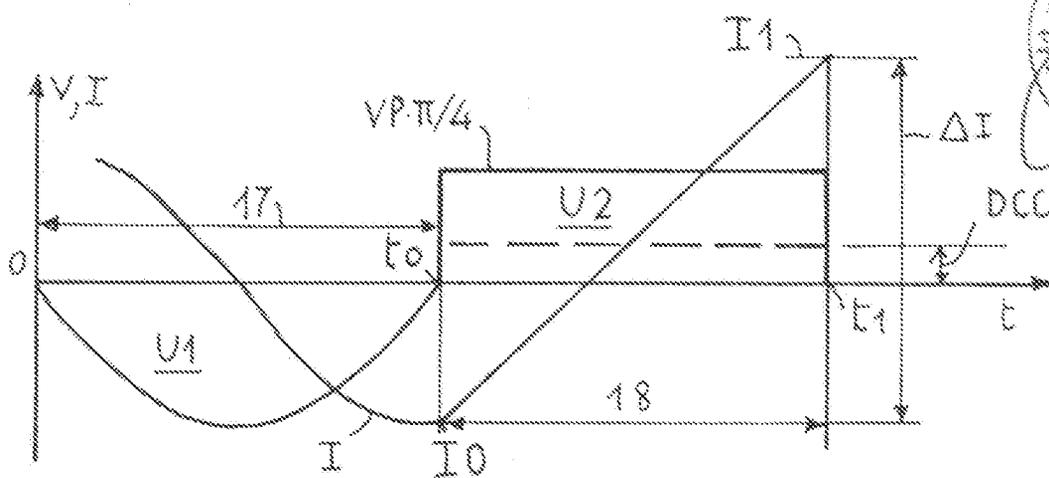
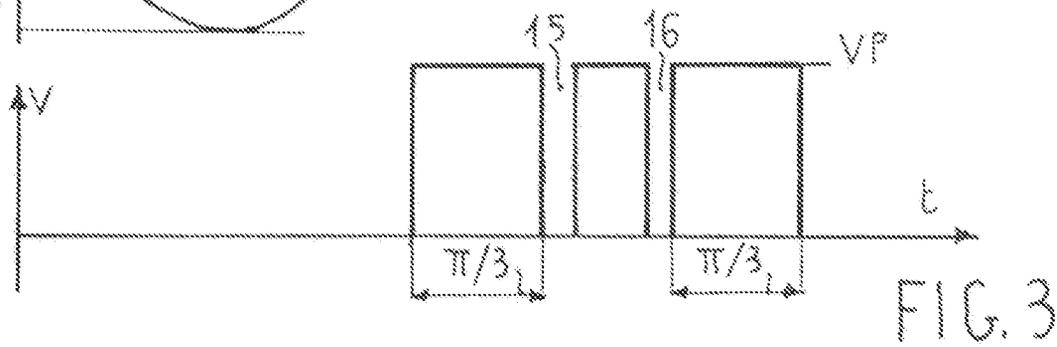
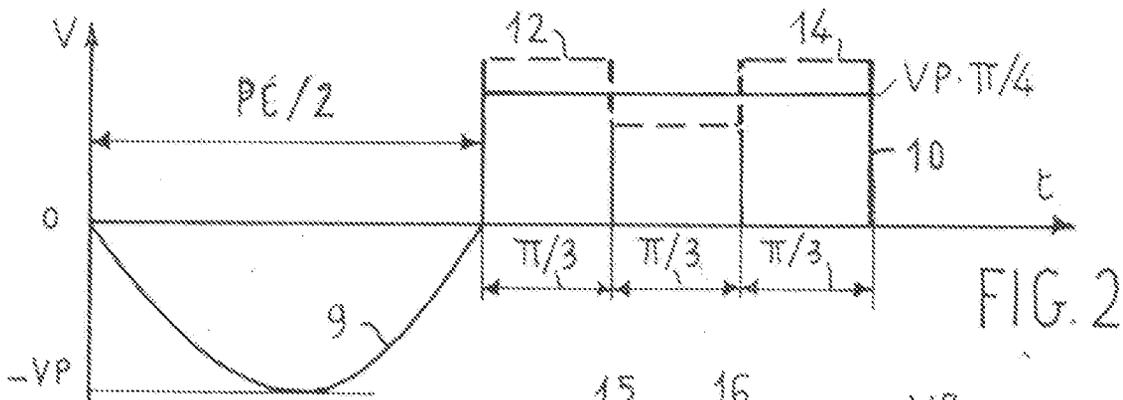
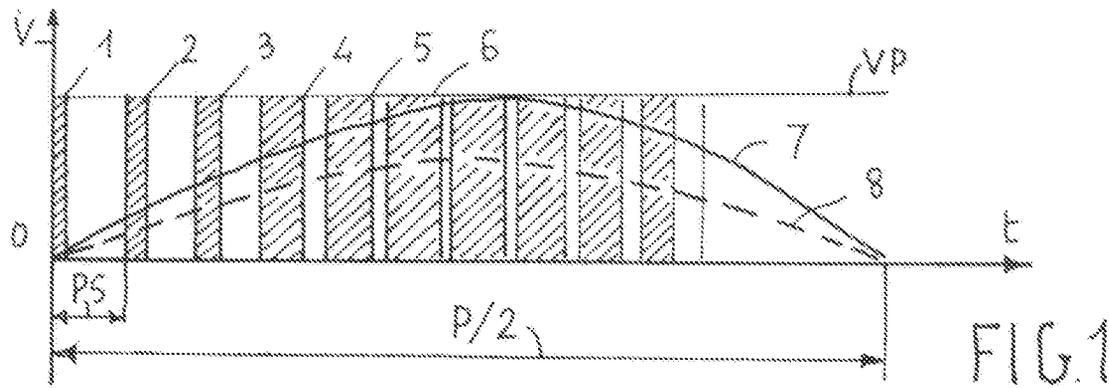


FIG. 4

*Handwritten signature*

MI 94A 001322

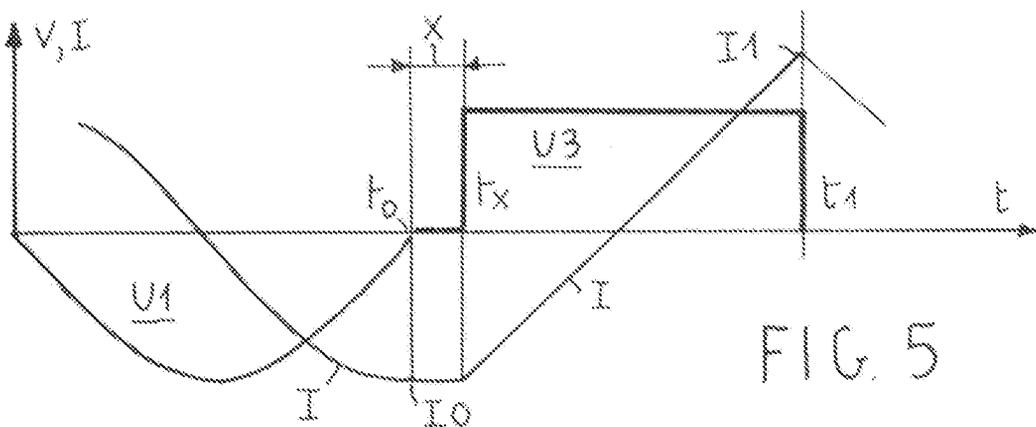


FIG. 5

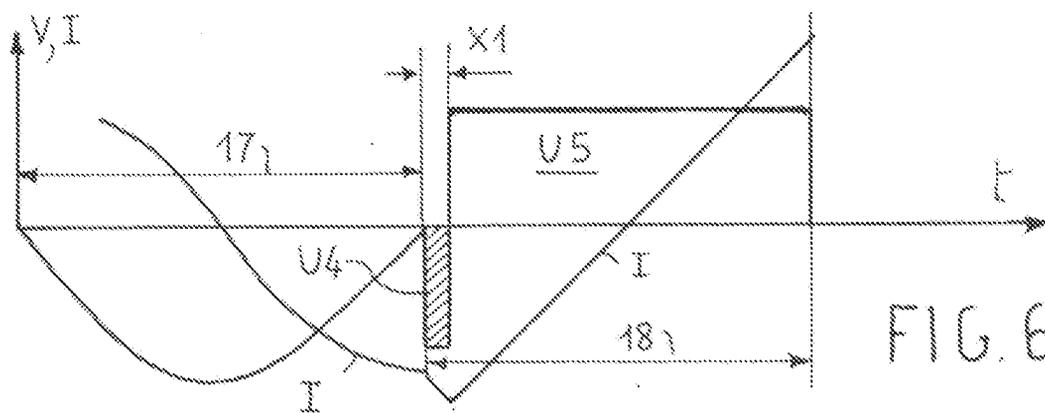


FIG. 6

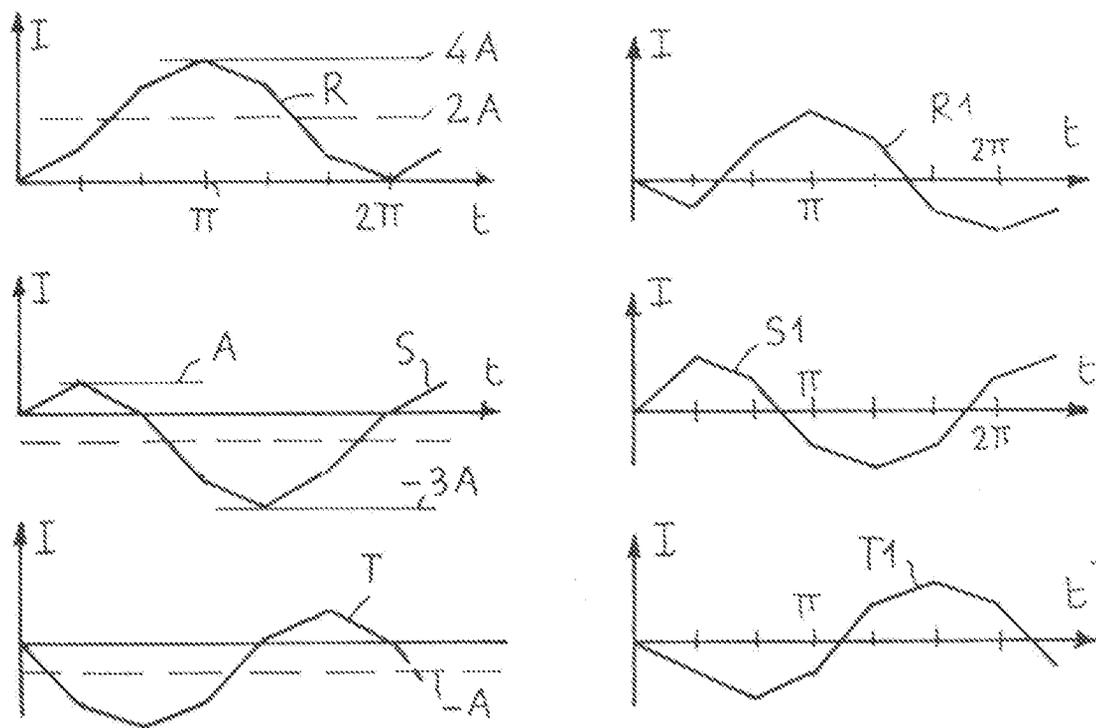


FIG. 7



*Carlo Falcetti*

