

ITALIAN PATENT OFFICE

Document No.

102008901690991A1

Publication Date

20100629

Applicant

ALENIA AERONAUTICA S.P.A.

Title

DISPOSIZIONE CIRCUITALE PER LA CONVERSIONE ATTIVA DI POTENZA,
BASATA SU UNA CONFIGURAZIONE DI CONVERTITORE A COMMUTAZIONE
RISONANTE

DESCRIZIONE dell'invenzione industriale dal titolo:
"Disposizione circuitale per la conversione attiva
di potenza, basata su una configurazione di conver-
titore a commutazione risonante"

Di: ALENIA AERONAUTICA S.p.A., nazionalità italia-
na, Viale dell'Aeronautica s.n.c., 80038 Pomigliano
D'Arco (NA)

Inventori designati: Vincenzo ANASTASIO, Laura DI
DONNA

Depositata il: 29 dicembre 2008

DESCRIZIONE

La presente invenzione riguarda le reti di di-
stribuzione di potenza elettrica, e più specifica-
mente una disposizione circuitale per un converti-
tore a commutazione risonante, in particolare per
la conversione attiva di potenza in una rete di di-
stribuzione per applicazioni avioniche, secondo il
preambolo della rivendicazione 1.

E' ragionevole attendersi che la prossima ge-
nerazione di sistemi elettronici ad alta prestazio-
ne per applicazioni avioniche e non solo, ad esem-
pio sistemi di elaborazione di segnali, sistemi di
calcolo e sistemi radar, sarà di natura distribui-
ta. Per questo motivo, è prevedibile che anche

l'architettura del relativo sistema di alimentazione sia di natura distribuita, in un contesto in cui la reale potenza disponibile in linea sarà processata da locali convertitori CC-CC adatti ad alimentare i carichi distribuiti.

Le disposizioni circuitali tradizionali per convertitori CC-CC sono essenzialmente basate su tecniche Switched-Mode, che usano un metodo di modulazione a larghezza di impulso per il controllo della potenza ai carichi, e sul corretto dimensionamento di un condensatore di sovraccarico, atto ad assorbire eventuali guasti ai carichi, la cui presenza impone un adeguato design termico e magnetico.

Benché la filosofia di commutazione dei convertitori Switched-Mode sia tale da mantenere basse le perdite e guadagnare in efficienza, i risultati raggiunti non sono più soddisfacenti all'aumentare del fabbisogno di gestire potenze molto elevate, soprattutto se si sceglie di operare a frequenza elevata per ridurre gli inconvenienti in termini di peso aggiunto, volume, packaging, reiezione al calore, e risulterebbero insostenibili per applicazioni in sistemi di distribuzione elettrica a bordo di velivoli in cui ogni funzione di controllo è at-

tuata per via elettrica, invece che per via idraulica o pneumatica, per i quali cresce enormemente la potenza elettrica richiesta a bordo ed il numero di carichi allacciati alla rete di distribuzione di potenza di bordo. La configurazione tradizionale imperniata sulla presenza di un condensatore di sovraccarico richiederebbe, infatti, un sovradimensionamento del condensatore inopportuno o del tutto impraticabile, per via degli eccessivi ingombri e pesi che esso comporterebbe.

Nel quadro dei sistemi ad alta prestazione interamente elettrici per applicazioni avioniche risulta pertanto necessario saper fronteggiare le sfide di progettazione di reti di distribuzione elettrica orientate a soddisfare le seguenti caratteristiche chiave: elevata efficienza, per risparmiare potenza e quindi peso a bordo; elevata affidabilità, per impiego in settori critici, ad esempio nel settore aeronautico; modularità, per una maggiore competitività in termini di costi ed una maggiore adattabilità a diverse configurazioni di rete sia in modi di funzionamento normali, sia in modi di guasto.

E' dunque necessario adottare altre tecniche di distribuzione della potenza, che consentano una

modulazione nel tempo della potenza destinata a carichi tipicamente variabili per ottenere in definitiva una maggiore flessibilità nel condizionamento della potenza ad una pluralità di carichi alimentati contemporaneamente. La possibilità di regolare in regime transitorio la potenza a carichi non critici consentirebbe vantaggiosamente di mantenere disponibile la potenza richiesta dai carichi critici, evitando però una totale interruzione dell'alimentazione ai restanti carichi, che invece comporterebbe successivi transitori di accensione al ripristino delle normali condizioni di esercizio.

A questi scopi ben si adatta un sistema di distribuzione della potenza allo stato solido, ed i convertitori a configurazione risonante sono la soluzione ai problemi sopra esposti.

Scopo dell'invenzione è quello di fornire una disposizione circuitale di convertitore risonante a commutazione migliorata per l'alimentazione di una rete di carichi a configurazione variabile, che consenta di ottenere un'elevata efficienza in ogni condizione operativa di conversione, un'intrinseca protezione da corto circuiti e la capacità di costruire dispositivi modulari di alimentazione.

Secondo la presente invenzione tale scopo vie-

ne raggiunto grazie ad una disposizione circuitale per un convertitore a commutazione risonante, avente le caratteristiche richiamate nella rivendicazione 1.

Modi particolari di realizzazione formano oggetto delle rivendicazioni dipendenti, il cui contenuto è da intendersi come parte integrale o integrante della presente descrizione.

In sintesi, la disposizione circuitale oggetto dell'invenzione è basata sulla topologia di ponte risonante parallelo e comprende, nella forma di attuazione preferenziale, un circuito invertitore a doppia semionda, un circuito risonante, un trasformatore di uscita, un raddrizzatore a diodi di uscita ed un filtro di uscita a corrente continua.

Il circuito risonante comprende un ramo parallelo le cui componenti sono selezionate al fine di ottenere una corrente di ritardo complessiva all'uscita del ponte a doppia semionda in un grande intervallo di frequenze. Tale relazione di fase è assicurata quando nel ramo risonante prevale il comportamento induttivo. Se in un circuito risonante convenzionale ciò si verifica solo quando è imposta una frequenza di commutazione leggermente superiore alla frequenza di risonanza fondamentale, questa

limitazione è superata secondo l'invenzione prevedendo un'induttanza supplementare, in parallelo alla componente capacitiva del circuito risonante, ovvero al carico, conferendo per ciò al circuito risonante medesimo caratteristiche di multi-risonanza.

Grazie a questa disposizione, la topologia permette di ottenere un comportamento del convertitore indipendente dal carico su una larga banda di frequenze di commutazione ed una bassa sensibilità alle eventuali derive di frequenza.

Vantaggiosamente, la soluzione oggetto dell'invenzione soddisfa ogni requisito chiave senza incorrere in compromessi e bilanciamenti. L'invenzione si basa su un convertitore CC-CC a transistori predisposto per regolare la tensione di uscita al valore desiderato ed indipendente dal carico con elevata efficienza affidandosi ad una topologia risonante parallela. La realizzazione del convertitore in tecnologia allo stato solido permette di raggiungere un'elevata affidabilità, una migliorata efficienza di conversione (dell'ordine del 95% o superiore) e consente un approccio modulare per la realizzazione di complessi di convertitori dimensionati secondo l'esigenza della specifica applica-

zione.

Benché l'invenzione sia nel seguito descritta con riferimento all'applicazione preferita nel campo aeronautico, i vantaggi della disposizione circuitale possono essere vantaggiosamente sfruttati in qualsiasi altra configurazione di condizionamento dell'energia (ad esempio circuiti invertitori, boost, ecc.) in altri campi di applicazione industriali, tra cui il settore automobilistico.

Ulteriori caratteristiche e vantaggi dell'invenzione verranno più dettagliatamente esposti nella descrizione particolareggiata seguente di una sua forma di attuazione, data a titolo di esempio non limitativo, con riferimento ai disegni allegati, nei quali:

la figura 1 è una rappresentazione della disposizione circuitale di convertitore risonante parallelo oggetto dell'invenzione;

la figura 2 è una rappresentazione circuitale schematica della disposizione della figura 1;

la figura 3 è una rappresentazione di circuito equivalente della disposizione di figura 2;

la figura 4 mostra diagrammi delle caratteristiche elettriche della disposizione di figura 2;

la figura 5 mostra quattro rappresentazioni di

circuiti equivalenti della disposizione di figura 2, secondo rispettivi modi operativi;

la figura 6 è un grafico che mostra l'andamento del guadagno di tensione in funzione del rapporto tra frequenza di risonanza e frequenza di commutazione, e del Q per una disposizione di circuito risonante parallelo convenzionale;

la figura 7 è un grafico che mostra l'andamento del guadagno di tensione della disposizione oggetto dell'invenzione in funzione del rapporto tra frequenza di risonanza e frequenza di commutazione, e del Q della disposizione;

la figura 8 è un grafico che mostra l'andamento del guadagno di tensione della disposizione oggetto dell'invenzione in funzione del rapporto tra frequenza di risonanza e frequenza di commutazione, e del Q della disposizione;

la figura 9 è un grafico che mostra l'andamento della tensione ai capi del condensatore di risonanza per una disposizione di circuito risonante parallelo convenzionale e per la disposizione oggetto dell'invenzione, in funzione del rapporto tra frequenza di risonanza e frequenza di commutazione della disposizione;

la figura 10 è un grafico che mostra l'andamento della corrente attraverso l'induttore di ri-

sonanza per una disposizione di circuito risonante parallelo convenzionale e per la disposizione oggetto dell'invenzione, in funzione del rapporto tra frequenza di risonanza e frequenza di commutazione della disposizione;

la figura 11 è un diagramma che mostra l'andamento della corrente e della tensione per un commutatore del ponte invertitore;

la figura 12 è un grafico che mostra il guadagno di corrente di un circuito risonante parallelo convenzionale in funzione del Q del circuito; e

la figura 13 è uno schema circuitale di una rete di distribuzione di potenza elettrica basata su disposizioni circuitali oggetto dell'invenzione.

In figura 1 è mostrata la topologia complessiva della disposizione circuitale oggetto dell'invenzione.

La disposizione circuitale comprende un ponte invertitore, preferibilmente un ponte a doppia semionda formato da quattro dispositivi commutatori contrassegnati rispettivamente con M1, M2, M3 e M4, a cui sono associati relativi circuiti di soppressione dei transitori elettrici o snubber per sé noti, costituiti dalla disposizione di un diodo ed un condensatore in parallelo al commutatore, qui rap-

presentati rispettivamente dalle coppie D1 e C1, D2 e C2, D3 e C3; D4 e C4.

Un ramo trasversale del ponte invertitore comprende una induttanza L1 ed una capacità C5 formanti il circuito risonante della disposizione di convertitore, ed un condensatore di disaccoppiamento C6.

Con TX è indicato un trasformatore supposto ideale, atto a collegare un carico sostanzialmente resistivo R1 al ramo risonante del circuito invertitore a ponte attraverso uno stadio di uscita includente un circuito raddrizzatore formato dai diodi D5 e D6 ed un filtro passabasso di uscita, formato dall'induttanza L3 e dalla capacità C7.

Il carico R1, idealmente trasferito al primario trasformatore, risulta in parallelo con il condensatore risonante C5, da cui la terminologia di convertitore risonante parallelo.

Un circuito di controllo in retroazione, non raffigurato, è predisposto per pilotare selettivamente in conduzione o interdizione i dispositivi commutatori M1-M4 in funzione della tensione di uscita rilevata e di quella desiderata.

La frequenza di modulazione dei commutatori M1-M4 determina le caratteristiche elettriche del

ramo risonante. Il rapporto tra frequenza di modulazione e frequenza risonante fondamentale del ramo risonante (ossia, dovuta all'induttanza L_1 ed alla capacità C_5) influenza la tensione sul condensatore C_5 , e di conseguenza la tensione di uscita che viene in tal modo regolata.

Gli snubber non dissipativi assicurano la commutazione a tensione nulla (Zero Voltage Switching, ZVS) e la commutazione a corrente nulla (Zero Current Switching, ZCS) e quindi perdite assai contenute in commutazione. Ciò è vero purché la corrente sia in ritardo rispetto alla tensione ai capi del commutatore. Tale relazione di fase si verifica fintanto che è prevalente il comportamento induttivo nel ramo risonante, il che significherebbe, in un convertitore risonante parallelo secondo una configurazione convenzionale, soltanto quando la frequenza di commutazione del ponte invertitore è maggiore della frequenza di risonanza.

Secondo un primo aspetto dell'invenzione, tale vincolo è brillantemente superato grazie alla predisposizione di un'induttanza supplementare L_2 ai capi della capacità C_5 nel ramo di risonanza, per cui il suddetto ramo acquisisce un comportamento multi-risonante. I benefici della commutazione a

corrente e tensione nulle (ZCS e ZVS) sono conseguentemente mantenuti anche se le frequenze di commutazione dovessero risultare inferiori alla frequenza di risonanza fondamentale determinata dalle componenti L_1 e C_5 , ovvero in caso di improvvisa e indesiderata deriva della frequenza di commutazione durante la regolazione.

Nel seguito è fornita una descrizione del principio di funzionamento della topologia fondamentale di base della disposizione oggetto dell'invenzione, che è rappresentata schematicamente in figura 2 e, attraverso un circuito equivalente, in figura 3. Le componenti C_p ed L_s formano il ramo risonante parallelo del convertitore, mentre L_p rappresenta l'induttanza supplementare che dona alla topologia le caratteristiche di convertitore multi-risonante. Per semplicità è applicata una notazione didattica, per cui i diodi ed i transistori sono considerati ideali e la commutazione avviene con duty cycle del 50%.

Gli effetti dei dispositivi commutatori possono essere considerati come un generatore di tensione $v_s(t)$. La corrente di uscita può essere considerata come corrente I_0 di valore costante purché l'induttore di uscita L_0 sia sufficientemente gran-

de. La corrente di ingresso al raddrizzatore $i_E(t)$ è uguale a $+I_0$ o $-I_0$ in dipendenza dal segno della tensione ai capi del condensatore risonante C_5 , indicata $v_{cp}(t)$.

Il modello equivalente della soluzione proposta determina chiaramente un comportamento multi-risonante della disposizione circuitale.

In figura 4 sono illustrate le tipiche caratteristiche elettriche in un modo di funzionamento a corrente continua. La tensione ai capi del condensatore C_p (e del carico) è indicata v_{cp} ; la corrente nei due induttori L_s ed L_p è indicata rispettivamente i_{Ls} , i_{Lp} ; è inoltre rappresentata la corrente $i_E(t)$ nel carico equivalente, oscillante tra i valori $+I_0$ e $-I_0$. Le regioni contrassegnate M1, M2, M3, M4 rappresentano i quattro modi operativi del modello equivalente in funzione degli stati di conduzione ed interdizione dei commutatori, e le relative configurazioni circuitali del modello equivalente della disposizione circuitale nei quattro modi di funzionamento sono illustrati in figura 5 e nella tabella seguente è riassunta la caratterizzazione di ciascuna regione di funzionamento.

Modo	commutatori in conduzione	segno della tensione raddrizzata	$v_s(t)$	$i_E(t)$
M1	T1	$v_{cp}(t) < 0$	$+V_g$	$-I_o$
M2	T1/D1	$v_{cp}(t) > 0$	$+V_g$	$+I_o$
M3	T2	$i_{cp}(t) > 0$	$-V_g$	$+I_o$
M4	T2/D2	$v_{cp}(t) < 0$	$-V_g$	$-I_o$

Il modello di figura 4 è regolato dalle seguenti equazioni differenziali:

$$\begin{aligned}\frac{di_{ls}(t)}{dt} &= -\frac{1}{L_s}v_{cp}(t) + \frac{1}{L_s}v_s(t) \\ \frac{di_{lp}}{dt} &= \frac{1}{L_p}v_{cp}(t) \\ C_p \frac{dv_{cp}(t)}{dt} &= i_{ls}(t) - i_{lp}(t) - i_E(t)\end{aligned}$$

Lo studio di questo sistema non lineare del terzo ordine non può essere condotto nel dominio del tempo. I principali parametri coinvolti nella sintesi della configurazione migliore della disposizione circuitale fondamentale sono la frequenza (o meglio, la pulsazione) di risonanza complessiva ω_0 stabilita dal ramo risonante formato da L_s , C_p e L_p , e la frequenza (o meglio, la pulsazione) di risonanza ω_{0p} stabilita dalla configurazione risonante parziale formata da C_p e L_p , definite nel seguito:

$$\omega_0 = \sqrt{1/LC_p}$$

$$\omega_{0p} = \sqrt{1/L_p C_p}$$

in cui

$$L = \frac{L_s L_p}{L_s + L_p}$$

In caso di una disposizione di convertitore risonante parallelo convenzionale L_p è un circuito aperto e $\omega_{0p}/\omega_0=0$.

Il rapporto tra frequenza di risonanza e frequenza di commutazione è indicato con γ ed espresso in gradi:

$$\gamma = \omega_0 (T_s/2).$$

Il guadagno di tensione M della disposizione circuitale presenta una relazione stretta con γ , con il rapporto ω_{0p}/ω_0 e con il fattore di qualità Q_p , definito come

$$Q_p = \frac{R_0}{Z_0}$$

in cui

$$Z_0 = \sqrt{L/C_p}$$

Le figure 6, 7 ed 8 riproducono l'andamento del guadagno di tensione M rispetto a γ per diversi valori di Q_p e per il valore di ω_{0p}/ω_0 .

Quando γ è maggiore di 180 gradi, la disposizione circuitale opera sotto risonanza.

Le figure 9 e 10 mostrano il comportamento differente di una disposizione circuitale di convertitore risonante parallelo convenzionale e di una disposizione circuitale di convertitore risonante parallelo secondo l'invenzione in termini di sollecitazione elettrica alle componenti principali del ramo di risonanza (la tensione ai capi del condensatore C_p e la corrente attraverso l'induttore L_s) e, in definitiva, il beneficio dell'aggiunta dell'induttore L_p .

La disposizione di convertitore ha buone prestazioni poiché sono assicurate regioni di commutazione ZCS e ZVS sia per frequenze di commutazione sopra la risonanza fondamentale (determinata da C_p ed L_s) che per frequenze di commutazione sotto la risonanza fondamentale, dal momento che la corrente nei commutatori è sempre in ritardo rispetto alla tensione ai capi degli stessi come mostrato in figura 11. Questo comportamento rende il circuito descritto rassomigliante ad un convertitore multi-risonante.

Secondo un ulteriore aspetto dell'invenzione, la disposizione circuitale di convertitore multi-risonante parallelo presenta un ridotto fattore Q nel ramo di risonanza, ovvero un fattore Q inferio-

re ad 1, per cui il comportamento della disposizione di conversione risulta sostanzialmente indipendente dal carico.

Al variare del carico R_1 la corrente di uscita del ponte rimane pressoché invariata, e ciò rimane vero anche in caso di corto circuito ($R_1=0$). In quest'ultimo caso la corrente è determinata soltanto dall'induttanza L_1 (la capacità C_5 è cortocircuitata) e fluisce attraverso i diodi di ricircolo D_1 , D_4 , o D_2 , D_3 . Vantaggiosamente, in questo modo, il convertitore non è sollecitato ed è in grado di recuperare l'intera potenza di corto circuito.

La caratteristica di guadagno di corrente H è mostrata in figura 12 per una disposizione circuitale di convertitore risonante parallelo convenzionale, in funzione della frequenza di commutazione normalizzata, per diversi valori di Q .

Si osserva che tutte le curve per ridotto Q sono raggruppate. Pertanto, caratteristica chiave comune di una siffatta disposizione circuitale a basso Q (e di una disposizione analoga multi-risonante secondo l'invenzione) è quella che il guadagno di corrente H rimane approssimativamente uguale per un determinato valore della frequenza di commutazione, per diversi valori del carico. La costanza di H al

variare di Q può essere considerata come costanza di H al variare delle variazioni del carico R fintanto che il progettista è in grado di sintetizzare un induttore risonante parametrico a pochi parametri. In altre parole, la corrente di ingresso al ponte invertitore rimane invariata al variare del carico, anche in caso di corto circuito.

Ciò consente vantaggiosamente di disporre in parallelo una pluralità, variabile, di moduli di conversione di potenza del tipo descritto, ciascuno con il proprio carico, senza alcun peculiare controllo od anello di regolazione se non quello principale per la regolazione della tensione di uscita. Questo vantaggio può essere sfruttato per una riconfigurazione diretta, facile ed intelligente, orientata alle necessità del sistema da alimentare.

In figura 13 è mostrata schematicamente una rete di distribuzione di potenza elettrica fornita da una sorgente o macchina generatrice G ad una pluralità di carichi $LOAD_1, \dots, LOAD_N$ variabili. A ciascun carico è associata una rispettiva disposizione di convertitore $Module_1, \dots, Module_N$ secondo una configurazione modulare. Modulando opportunamente la tensione $V_1, \dots, V_n$ ad alcuni carichi il cui funzionamento non è sensibilmente affetto da

una diminuzione (temporanea) di tensione di alimentazione, si possono recuperare quantitativi di potenza nella rete di distribuzione complessiva, spendibile per alimentare carichi critici, senza esigenze di sovradimensionare la macchina generatrice.

Si deve notare che, quando è scelto un ridotto valore del Q del circuito risonante, esso risulta essenzialmente sovrasmorzato presentando una impedenza di ingresso induttiva. La risposta in corrente ad un'eccitazione in ingresso ad onda quadra non sarà pertanto sinusoidale. Tuttavia, secondo la definizione di un convertitore risonante, la risposta circuitale deve essere soltanto a tratti sinusoidale, e pertanto un circuito a basso Q può ancora essere classificato come convertitore risonante.

Prove sperimentali di laboratorio hanno mostrato che il miglior compromesso è $Q=0,5$ per minimizzare le sollecitazioni nei componenti, ed è possibile ottenere rendimenti pari o superiori al 95%.

In conclusione, la predisposizione di una induttanza supplementare parallela nel ramo di risonanza convenzionale, o un appropriato dimensionamento della induttanza di magnetizzazione di un esistente trasformatore di uscita della disposizione

di convertitore che attribuisca a tale induttanza di magnetizzazione la funzionalità della induttanza supplementare qui descritta, consentono di realizzare una disposizione di convertitore atta ad operare con commutazioni non dissipative in un'ampia gamma di frequenze, sostanzialmente a corrente costante, fornendo quindi un'elevata efficienza in ogni condizione operativa, e la conseguente possibilità di dissipare calore per convezione naturale e senza installazione di ventilatori, con un significativo aumento di affidabilità dei circuiti di alimentazione della potenza per sistemi di alimentazione distribuita critici.

L'integrazione di un induttore meno sollecitato, ossia non percorso da eccessiva corrente, rende il valore di induttanza (che concorre a determinare il valore di frequenza di risonanza) scarsamente sensibile alle variazioni di temperatura, ossia rende il circuito non parametrico.

Convenientemente, la soluzione oggetto dell'invenzione, in virtù del ridotto fattore di qualità Q del circuito risonante, può essere largamente sfruttata per migliorare sistemi di alimentazione di potenza elettrica, offrendo una intrinseca protezione da corto circuiti e la capacità di co-

struire dispositivi di alimentazione modulari grazie ad una estrinseca facilità di parallelizzazione di diverse unità di convertitore senza la realizzazione di collegamenti master-slave o l'impiego di dispositivi a condivisione di corrente.

Quando un carico è collegato in una rete di alimentazione realizzata secondo gli insegnamenti dell'invenzione la rete è flessibile, facilmente programmabile via software per sopportare variazioni di carico o guasti alle apparecchiature alimentate attraverso una interfaccia "intelligente". Di fatto, l'interfaccia "intelligente" permette ad uno stesso carico di essere alimentato con un insieme dedicato di caratteristiche elettriche: la fornitura di potenza al carico può essere accordata disponendo in parallelo due o più moduli; il livello di tensione può essere selezionato regolando la frequenza di commutazione. In questo modo la qualità della potenza ai carichi collegati alla stessa rete può essere diversificata.

In definitiva, si ottiene un forte risparmio in peso, elevata efficienza ed affidabilità di un convertitore CC-CC.

Naturalmente, fermo restando il principio dell'invenzione, le forme di attuazione ed i parti-

colari di realizzazione potranno essere ampiamente variati rispetto a quanto è stato descritto ed illustrato a puro titolo di esempio non limitativo, senza per questo uscire dall'ambito di protezione della presente invenzione definito dalle rivendicazioni allegate.

RIVENDICAZIONI

1. Disposizione circuitale per un convertitore a commutazione risonante atto a fornire una tensione di uscita CC ad un carico (R_l) a partire da una sorgente di tensione di alimentazione CC, comprendente:

- mezzi invertitori a commutazione atti a collegare selettivamente detta sorgente di tensione ad almeno un carico (R_l ; R_o) attraverso una rete di commutatori (M_1 - M_4 ; T_1 , T_2) pilotati elettronicamente per ottenere una desiderata tensione di uscita; ed
- un circuito risonante (L_1 , C_5 ; L_s , C_p) accoppiato a detti mezzi invertitori ed operativamente disposto ai capi della sorgente di alimentazione, atto a stabilire una tensione controllata ai capi di detto carico (R_l ; R_o), includente un primo elemento elettrico risonante di impedenza prevalentemente induttiva (L_1 ; L_s) in serie ad un secondo elemento elettrico risonante di impedenza prevalentemente capacitiva (C_5 ; C_p), i quali sono atti a stabilire una frequenza di risonanza fondamentale del circuito,

caratterizzato dal fatto che detto circuito risonante include un ulteriore elemento elettrico risonante di impedenza prevalentemente induttiva (L_2 ;

L_p), disposto sostanzialmente in parallelo a detto elemento elettrico di impedenza prevalentemente capacitiva (C_5 ; C_p), ed atto a determinare ulteriori frequenze di risonanza del circuito inferiori alla frequenza di risonanza fondamentale.

2. Disposizione secondo la rivendicazione 1, in cui detto elemento elettrico risonante di impedenza prevalentemente capacitiva (C_5 ; C_p) è elettricamente collegabile in parallelo al carico (R_1 ; R_o).

3. Disposizione secondo la rivendicazione 1 o 2, in cui detta rete di commutatori (M_1 - M_4 ; T_1 , T_2) è pilotata in modo tale da operare in condizioni di commutazione a corrente e tensione nulla.

4. Disposizione secondo una qualsiasi delle rivendicazioni precedenti, in cui detti elementi elettrici risonanti (L_1 , C_5 , L_2 ; L_s , C_p , L_p) presentano rispettivi valori di induttanza e capacità tali da determinare un fattore di qualità Q del circuito risonante inferiore all'unità.

5. Disposizione secondo la rivendicazione 4, in cui i valori di induttanza e capacità di detti elementi elettrici risonanti (L_1 , C_5 , L_2 ; L_s , C_p , L_p) sono selezionati in modo tale da determinare un fattore di qualità Q di 0,5.

6. Disposizione secondo una qualsiasi delle riven-

dicazioni precedenti, comprendente mezzi trasformatori (TX) di disaccoppiamento elettrico tra detto circuito risonante (L_1 , C_5 , L_2 ; L_s , C_p , L_p) ed il carico (R_1 ; R_o), i quali includono almeno un avvolgimento primario connesso in parallelo a detto elemento elettrico risonante di impedenza prevalentemente capacitiva (C_5 ; C_p) ed almeno un avvolgimento secondario accoppiabile al carico (R_1 ; R_o).

7. Disposizione secondo la rivendicazione 6, comprendente un circuito raddrizzatore di tensione (D_5 , D_6) e filtro (L_3 , C_7) di uscita, collegato all'avvolgimento secondario di detti mezzi trasformatori di disaccoppiamento (TX).

8. Rete di distribuzione di potenza elettrica ad una pluralità di carichi, in particolare per applicazioni avioniche, comprendente una sorgente di tensione di alimentazione CC (G) ed una pluralità di moduli convertitori CC-CC (Module1, ..., ModuleN), selettivamente controllabili per fornire rispettive tensioni di uscita CC (V_1 , ..., V_n) a corrispondenti carichi (LOAD_1, ..., LOAD_N), caratterizzato dal fatto che ciascun modulo (Module1, ..., ModuleN) include una disposizione di convertitore a commutazione risonante secondo una qualsiasi delle rivendicazioni 1 a 7.

CLAIMS

1. A circuit arrangement of a resonant switching converter for providing an output DC voltage to a load (R1) from a supply DC voltage source, comprising:

- switching inverter means for selectively connecting said voltage source to at least a load (R1; R_o) through an electronically driven switching network (M1-M4; T1, T2), in order to achieve a desired output voltage; and

- a resonant circuit (L1, C5; L_s, C_p) coupled to said inverter means and operatively arranged across the supply source, adapted to establish a controlled voltage across said load (R1; R_o), including a first resonant electric element with an essentially inductive impedance (L1; L_s) in series to a second resonant electric element with an essentially capacitive impedance (C5; C_p) which are adapted to determine a fundamental resonance frequency of the circuit,

characterised in that said resonant circuit includes an additional resonant electric element with an essentially inductive impedance (L2; L_p), arranged substantially in parallel with said electric element with essentially capacitive impedance (C5;

C_p) and adapted to determine additional resonance frequencies of the circuit lower than the fundamental resonance frequency.

2. An arrangement according to claim 1, wherein said resonant electric element with essentially capacitive impedance (C_5 ; C_p) is adapted to be connected electrically in parallel with the load (R_1 ; R_0).

3. An arrangement according to claim 1 or 2, wherein said switching network (M_1 - M_4 ; T_1 , T_2) is driven in such a way to operate in conditions of zero current and voltage switching.

4. An arrangement according to any of the preceding claims, wherein said resonant electrical elements (L_1 , C_5 , L_2 ; L_s , C_p , L_p) have respective inductance and capacity values so as to determine a quality factor Q of the resonant circuit lower than unity.

5. An arrangement according to claim 4, wherein the inductance and capacity values of said resonant electrical elements (L_1 , C_5 , L_2 ; L_s , C_p , L_p) are selected so as to determine a quality factor Q of 0.5.

6. An arrangement according to any of the preceding claims, comprising transformer means (TX) for

electrically uncoupling said resonant circuit (L_1 , C_5 , L_2 ; L_s , C_p , L_p) and the load (R_1 ; R_o), which means include at least a primary winding connected in parallel with said resonant electrical element with essentially capacitive impedance (C_5 ; C_p) and at least a secondary winding adapted to be coupled to the load (R_1 ; R_o).

7. An arrangement according to claim 6, comprising a voltage rectifying (D_5 , D_6) and output filter (L_3 , C_7) circuit, connected with the secondary winding of said uncoupling transformer means (TX).

8. A network for distributing electric power to a plurality of loads, particularly for avionic applications, comprising a supply DC voltage source (G) and a plurality of DC-DC converter modules (Module1, ..., ModuleN) selectively controllable to provide respective output DC voltages (V_1 , ..., V_n) to corresponding loads (LOAD_1, ..., LOAD_N), characterised in that each module (Module1, ..., ModuleN) includes a resonant switching converter arrangement according to any one of claims 1 to 7.

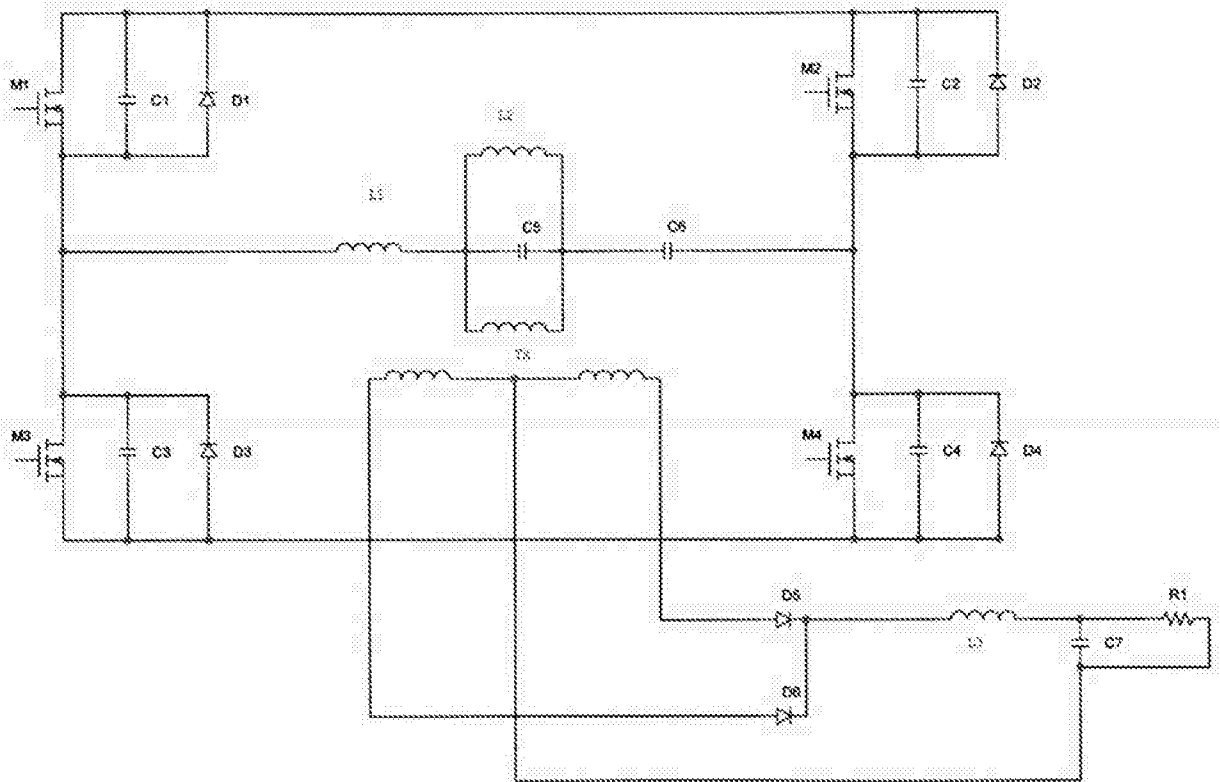


Fig. 1

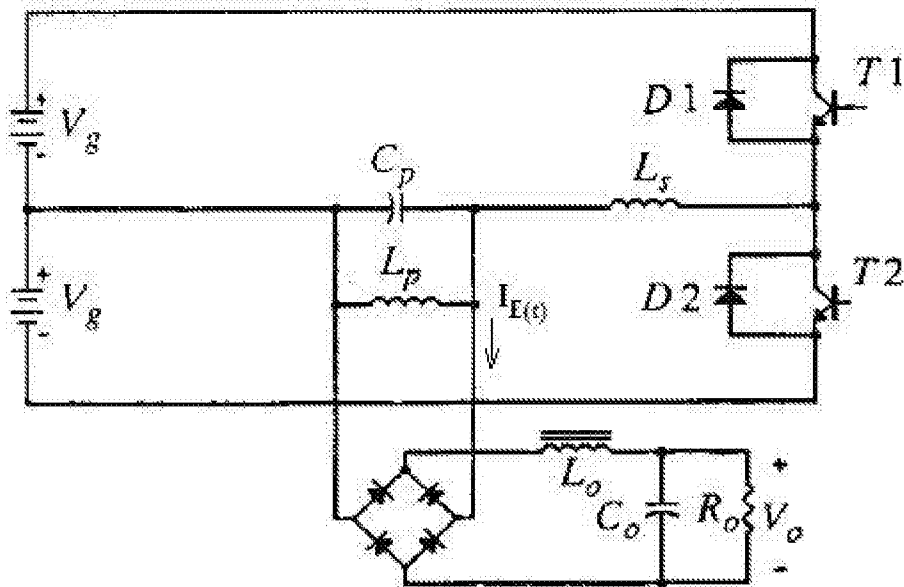


Fig. 2

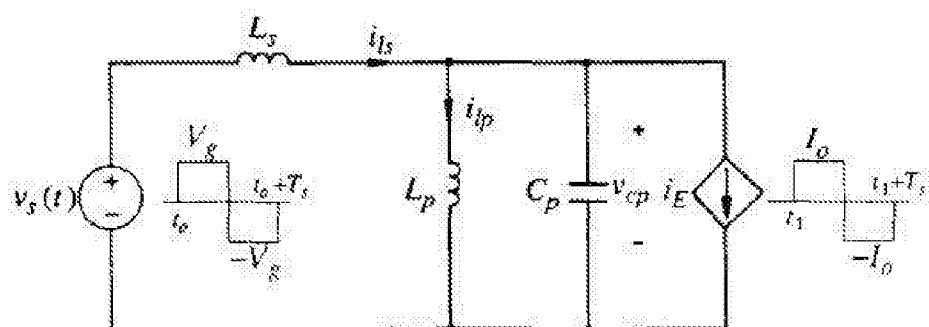


Fig. 3

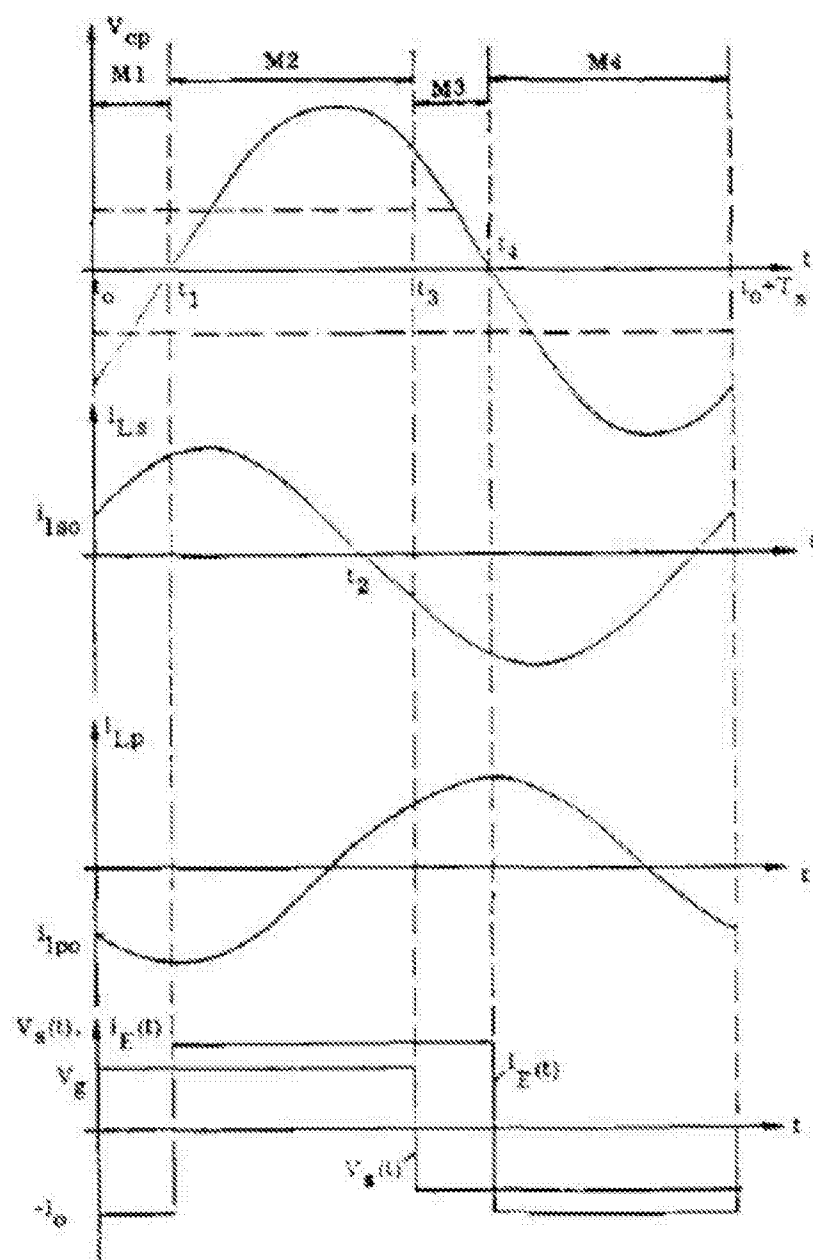


Fig. 4

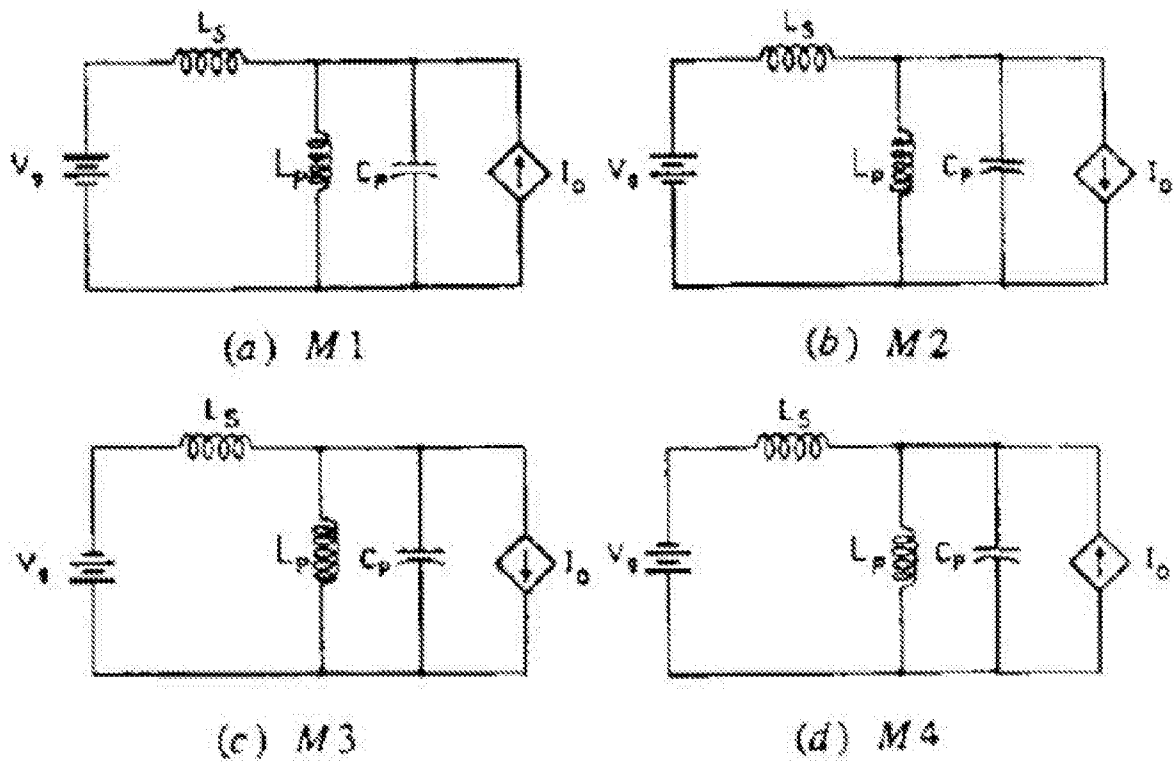


Fig. 5

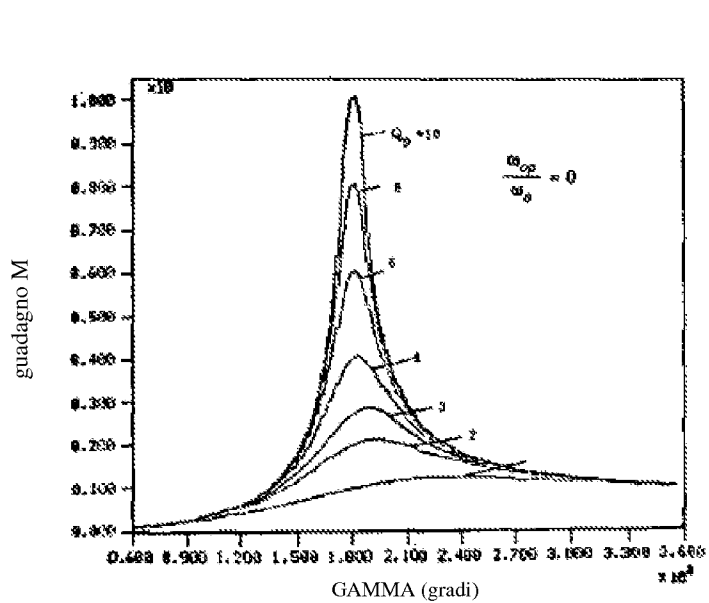


Fig. 6

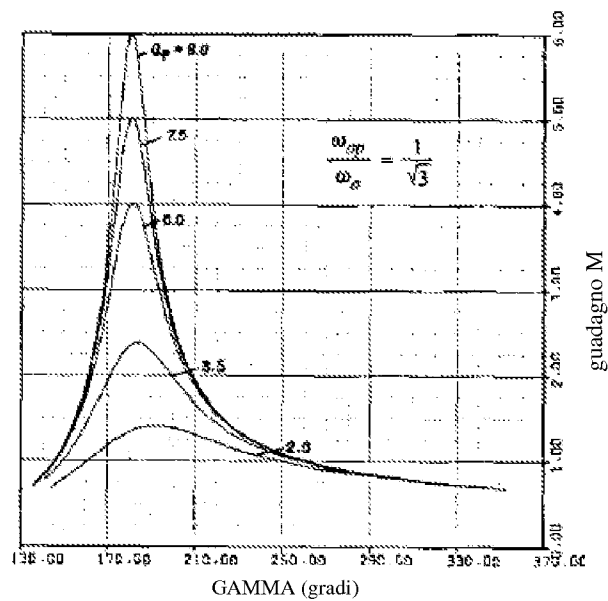


Fig. 7

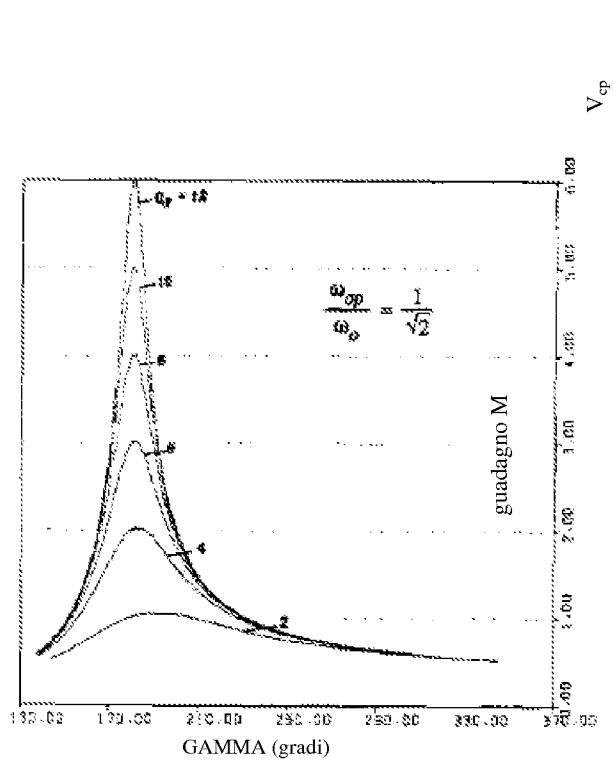


Fig. 8

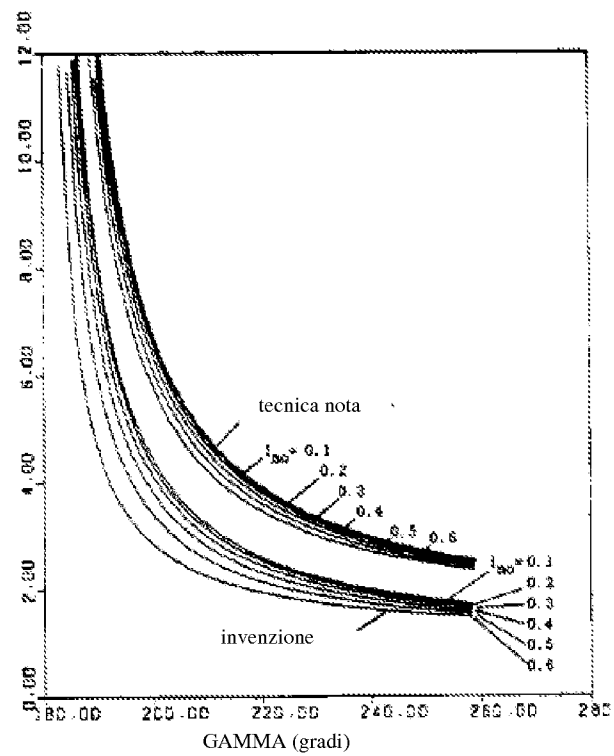


Fig. 9

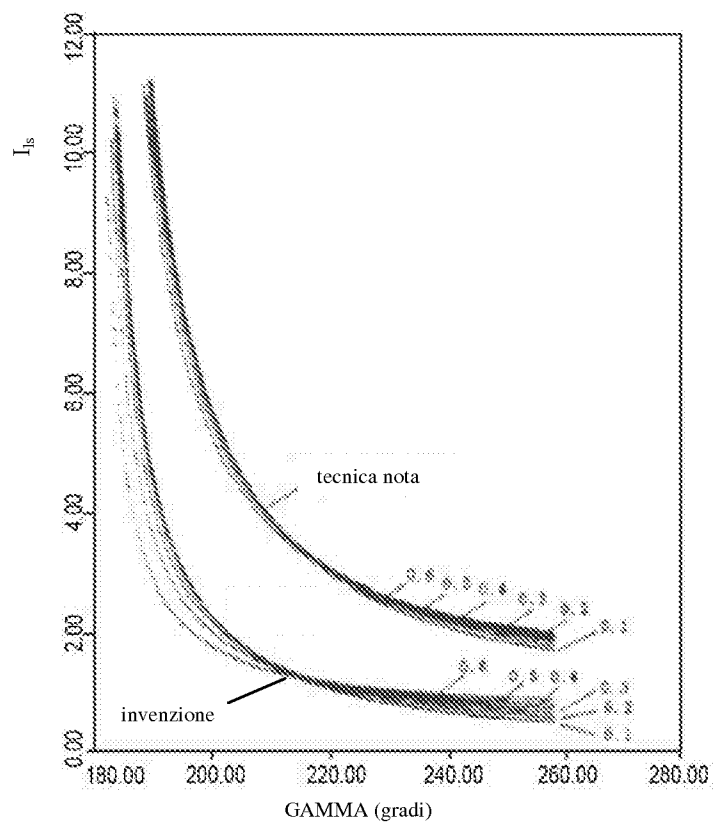


Fig. 10

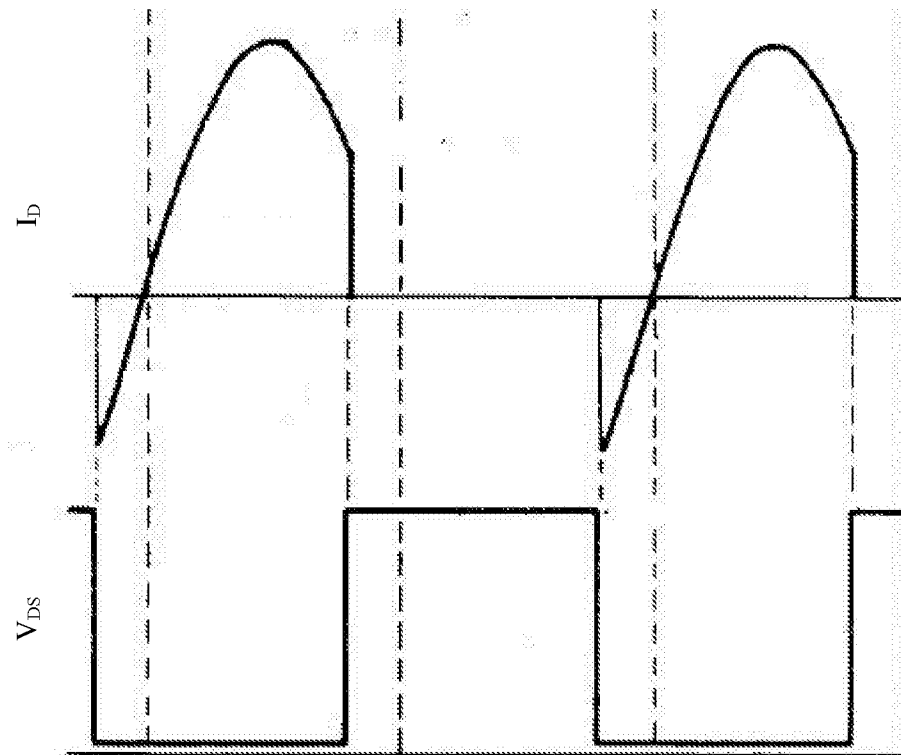


Fig. 11

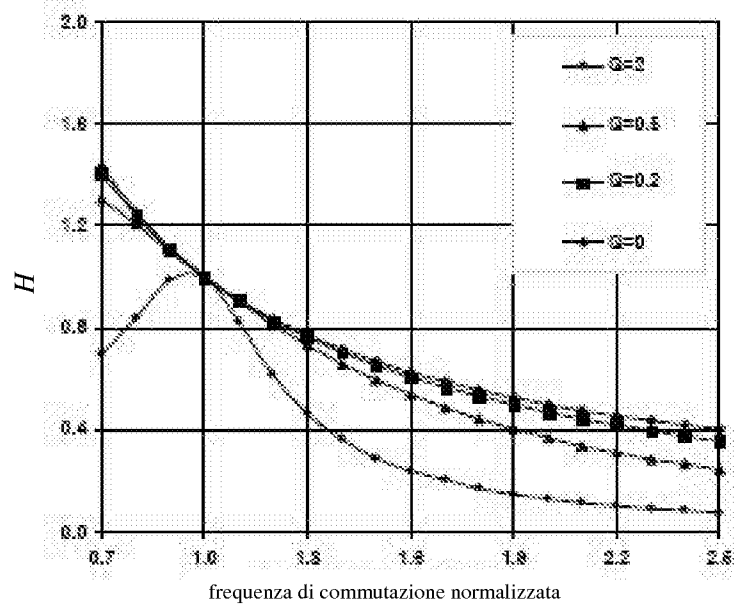


Fig. 12

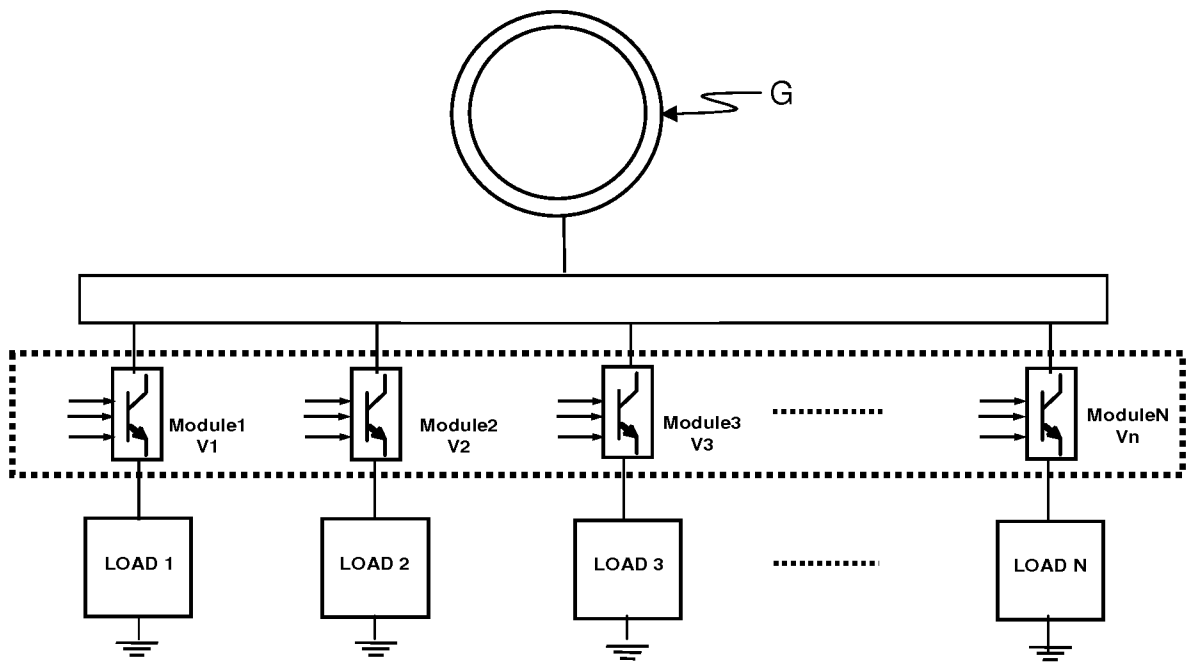


Fig. 13