



MINISTERO DELLO SVILUPPO ECONOMICO
DIREZIONE GENERALE PER LA LOTTA ALLA CONTRAFFAZIONE
UFFICIO ITALIANO BREVETTI E MARCHI

DOMANDA DI INVENZIONE NUMERO	102011901985126
Data Deposito	06/10/2011
Data Pubblicazione	06/04/2013

Classifiche IPC

Titolo

**SISTEMA E METODO DI GESTIONE AUTOMATICA DELL'ALIMENTAZIONE ELETTRICA PER
APPLICAZIONI AERONAUTICHE**

DESCRIZIONE

del brevetto per invenzione industriale dal titolo:

"SISTEMA E METODO DI GESTIONE AUTOMATICA DELL'ALIMENTAZIONE
ELETTRICA PER APPLICAZIONI AERONAUTICHE"

di ALENIA AERONAUTICA S.P.A.

di nazionalità italiana

con sede: VIALE DELL'AERONAUTICA, S.N.C.

POMIGLIANO D'ARCO (NA)

Inventori: DE MAIO Biagio, CATAPANO Francesco, GALLUZZO
Calogero, CUOMO Salvatore, ESPOSITO Domenico, NOCERINO
Salvatore

*** **** **

La presente invenzione è relativa a un sistema e a un metodo di gestione automatica dell'alimentazione elettrica, in particolare per applicazioni aeronautiche.

Lo sviluppo generale della tecnologia aeronautica ha portato alla progettazione e sviluppo di velivoli sempre più complessi. Questo fatto ha determinato l'allargamento del dominio di utilizzo dell'energia elettrica a bordo di tali velivoli.

Le utenze alimentate elettricamente dall'impianto elettrico del velivolo sono varie, e possono comprendere alcune o tutte tra, ad esempio, l'impianto di illuminazione, la strumentazione di bordo, l'avviamento dei motori, l'impianto di riscaldamento e climatizzazione, le

pompe per il combustibile, i radar, l'azionamento dei sistemi idraulici, i sistemi di pressurizzazione, il controllo di funzionamento dei motori, dispositivi di comando e controllo generici (relè, teleruttori, servovalvole, ecc.), attuatori, e altri ancora.

Oltre ad utenze e componenti specificamente elettrici ed elettronici, che non ammettono alimentazione alternativa, ve ne sono altri che potrebbero essere alimentati diversamente. Ad esempio, vari tipi di attuatori possono essere azionati elettricamente o tramite circuiti idraulici e pneumatici; l'impianto di riscaldamento e climatizzazione può, in alternativa, essere collegato all'impianto pneumatico (produttore di aria calda e compressa); e dispositivi di comando e controllo generici (relè, ecc.) possono essere implementati per mezzo di elementi logici fluidici.

A bordo degli aerei è tipicamente utilizzata energia elettrica in corrente continua (CC) ed energia elettrica in corrente alternata (AC). Ad esempio, gli impianti di illuminazione e riscaldamento possono operare sia in CC che in AC; analogamente i motori, possono essere alimentati sia in CC che in AC; i comandi e i controlli (relè, spie, indicatori) generalmente operano in CC; e l'avionica (equipaggiamenti elettronici installati a bordo degli aeromobili e preposti al pilotaggio) solitamente opera in

AC a 400Hz, ma sono previsti anche strumenti atti ad operare in CC. Ciascuno di questi elementi del velivolo assorbe una diversa percentuale di energia elettrica per il suo funzionamento. Tipicamente, gli impianti di illuminazione e riscaldamento utilizzano tra il 50 e il 70% dell'energia elettrica disponibile, i motori tra il 10 e il 40%, i comandi e i controlli tra il 5 e il 10%, e l'avionica tra il 5 e il 20%.

L'adozione dell'alimentazione in CC è tipica dei componenti più importanti per la sopravvivenza del velivolo, che possono così funzionare anche in condizioni di emergenza, con alimentazione a batteria.

Alcuni sistemi del velivolo operano in modo continuo, dal decollo all'atterraggio (ad esempio, l'avionica), mentre altri vengono attivati su richiesta (ad esempio il sistema di attuazione del carrello, o il sistema di riscaldamento).

Poiché sistemi diversi richiedono alimentazioni diverse con tempistiche diverse, ciascun velivolo comprende una pluralità di generatori configurati in modo da fornire la potenza necessaria ai diversi sistemi elettrici quando necessario e facendo fronte ad eventuali picchi di consumo. Ciascun generatore è dunque dimensionato in modo opportuno per far fronte alle necessità del sistema che esso alimenta.

La presenza di una pluralità di generatori, tuttavia, porta numerosi svantaggi soprattutto in termini di costi elevati e peso.

Scopo della presente invenzione è fornire un sistema e un metodo di alimentazione elettrica, in particolare per la gestione automatica dell'alimentazione elettrica per applicazioni aeronautiche, in grado di superare gli inconvenienti dell'arte nota.

Secondo la presente invenzione vengono forniti ("provided") un sistema e un metodo di alimentazione elettrica come definiti nelle rivendicazioni allegate.

Per una migliore comprensione della presente invenzione, ne vengono ora descritte forme di realizzazione preferite, a puro titolo di esempio non limitativo e con riferimento ai disegni allegati, nei quali:

- la figura 1 mostra un sistema di gestione della fornitura di energia elettrica ad un carico elettrico primario e ad un carico elettrico secondario, in cui il carico elettrico secondario è collegato ad una linea di alimentazione tramite un dispositivo di alimentazione comprendente un interruttore controllato, secondo una forma di realizzazione della presente invenzione;

- la figura 2a mostra con maggior dettaglio una porzione del sistema di gestione di figura 1, in cui l'interruttore controllato è un transistor, secondo una

forma di realizzazione della presente invenzione;

- la figura 2b mostra il dispositivo di alimentazione di figura 1 in cui l'interruttore controllato comprende una pluralità di transistori collegati in parallelo tra loro, secondo una ulteriore forma di realizzazione della presente invenzione;

- la figura 3 mostra il dispositivo di alimentazione di figura 1 secondo un'altra forma di realizzazione della presente invenzione;

- la figura 4 mostra il sistema di gestione di figura 1 accoppiato ad un dissipatore termico;

- la figura 5 mostra, mediante schema a blocchi e secondo una forma di realizzazione della presente invenzione, un sistema per operare l'interruttore controllato di figura 2a o figura 2b;

- la figura 6 mostra, mediante diagramma di flusso, fasi di un metodo implementato dal sistema di figura 5;

- la figura 7a mostra esemplificativamente un segnale per operare l'interruttore controllato, generato dal sistema di figura 5;

- le figure 7b e 7c mostrano, rispettivamente, valori medi di tensione e corrente elettrica forniti al carico elettrico secondario attraverso l'interruttore controllato, quando quest'ultimo è operato con il segnale di figura 7a;

- la figura 8a mostra esemplificativamente un

ulteriore segnale per operare l'interruttore controllato, generato dal sistema di figura 5;

- le figure 8b e 8c mostrano, rispettivamente, valori medi di tensione e corrente elettrica forniti al carico elettrico secondario attraverso l'interruttore controllato, quando quest'ultimo è operato con il segnale di figura 8a;

- la figura 9a mostra esemplificativamente un ulteriore segnale per operare l'interruttore controllato, generato dal sistema di figura 5;

- le figure 9b e 9c mostrano, rispettivamente, valori medi di tensione e corrente elettrica forniti al carico elettrico secondario attraverso l'interruttore controllato, quando quest'ultimo è operato con il segnale di figura 9a;

- la figura 10 mostra il sistema di gestione secondo una ulteriore forma di realizzazione, atto ad alimentare energia elettrica ad una pluralità di carichi elettrici primari e secondari; e

- la figura 11 mostra un velivolo comprendente il sistema di gestione di figura 11.

Secondo la presente invenzione, la gestione dell'energia elettrica che deve essere alimentata ad una pluralità di carichi elettrici di un velivolo avviene in modo locale e centralizzato. Non vi è quindi necessità di disporre una pluralità di generatori, tanti quanti sono i carichi elettrici da alimentare. In particolare, la

gestione dei sovraccarichi avviene gestendo l'energia erogata a ciascun carico in modo tale da ridurre l'erogazione dell'energia a carichi non operativi o non essenziali alla sopravvivenza del velivolo, per alimentare opportunamente e con preferenza i carichi elettrici fondamentali alla sopravvivenza del velivolo.

La figura 1 mostra, in forma schematica, un sistema di gestione 1 per la gestione automatica dell'energia elettrica (o potenza elettrica) da fornire ad un carico elettrico primario 5 e ad un carico elettrico secondario 3.

Il carico elettrico primario 5 è collegato direttamente ad una linea di alimentazione 10, mentre il carico elettrico secondario 3 è alimentato tramite un dispositivo di alimentazione 2 disposto a formare una interfaccia tra la linea di alimentazione 10 e il carico elettrico secondario 3. Il carico elettrico primario 5 è un carico il cui funzionamento è di particolare importanza per il sistema in cui opera, e deve essere alimentato con priorità rispetto al carico elettrico secondario 3. Per tale ragione il carico elettrico primario 5 è alimentato direttamente dalla linea di alimentazione 10, mentre l'alimentazione del carico elettrico secondario 3 è demandata al dispositivo di alimentazione 2 (il cui funzionamento sarà descritto in seguito). Con riferimento ad un velivolo, il carico elettrico primario 5 comprende,

ad esempio, i motori del velivolo e/o l'avionica, mentre il carico elettrico secondario comprende, ad esempio, il sistema di illuminazione in cabina o il sistema di riscaldamento.

Durante l'uso, il carico elettrico primario 5 assorbe una parte della tensione o potenza rispetto a quella totale disponibile sulla linea di alimentazione 10. La tensione o potenza rimanente sulla linea di alimentazione 10 è utilizzata (tutta o in parte) dal carico elettrico secondario 3.

Il sistema di gestione 1 comprende: il dispositivo di alimentazione 2, configurato per regolare la potenza alimentata al carico elettrico secondario 3, ricevente un segnale di alimentazione di ingresso V_{DC_IN} , in corrente continua (DC) ad esempio a 270 V, e fornente in uscita un segnale di alimentazione di uscita V_{DC_OUT} , anch'esso in corrente continua; una scheda integrata ("integrated chipboard") 4, ad esempio comprendente un microcontrollore, per controllare le operazioni del dispositivo di alimentazione 2 in modo da gestire opportunamente l'energia alimentata dal dispositivo di alimentazione 2 al carico elettrico secondario 3; un amplificatore di livello 6, collegato tra la scheda integrata 4 e il dispositivo di alimentazione 2, configurato per pilotare in stato acceso e in stato spento il dispositivo di alimentazione 2 sulla

base di un segnale di controllo, ad esempio modulato in PWM ("Pulse Width Modulation", modulazione a larghezza di impulsi), generato dalla scheda integrata 4; e un sensore di corrente 8.

Il segnale di alimentazione che fluisce sulla linea di alimentazione 10 è generato da un generatore di alimentazione 11, ad esempio un generatore di tensione. Il sensore di corrente 8 è collegato tra il generatore 11 e la linea di alimentazione ("power supply line") 10, per rilevare la corrente effettivamente erogata dal generatore di alimentazione 11 durante l'uso.

La scheda integrata 4 è, ad esempio, basata su piattaforma hardware Arduino.

La linea di alimentazione 10 è una linea elettrica che porta un segnale DC di alimentazione (identificabile sulla base della tensione V_{TOT} , ad esempio pari a 270V DC, della corrente I_{TOT} , ad esempio pari a 100A per tensioni di 270V, e/o della potenza $W_{TOT}=V_{TOT} \cdot I_{TOT}$) per alimentare generici apparecchi elettrici (carichi elettrici) del velivolo.

La linea di alimentazione 10 è la tipica linea di alimentazione DC presente sulla totalità dei velivoli ("airplane DC bus bar"). Il segnale di ingresso V_{DC_IN} del dispositivo di alimentazione 2 è prelevato dalla linea di alimentazione 10.

Il sensore di corrente 8 trasduce la corrente che

fluisce sulla linea di alimentazione 10 in un segnale di tensione (ad esempio compreso tra circa 0 e 5 V) proporzionale alla corrente che fluisce sulla linea di alimentazione 10. Il segnale generato in uscita dal sensore di corrente è un segnale indicativo della corrente che fluisce, all'istante di misura, sulla linea di alimentazione 10 (a monte di qualsiasi carico elettrico), e varia linearmente al variare di tale corrente. Secondo una forma di realizzazione della presente invenzione, la scheda integrata 4 opera su segnali digitali. Il segnale di tensione generato in uscita dal sensore di corrente 8 è pertanto convertito in digitale mediante un convertitore analogico-digitale (non mostrato), ad esempio su 8 bit e assume un valore compreso tra 0 e 255. Il valore numerico (0-255) assunto segnale di tensione generato in uscita dal sensore di corrente 8 è pertanto indicativo del valore di tensione (0-5 V) del segnale generato dal sensore di corrente 8, che, a sua volta, è indicativo del valore di corrente (0-100 A) misurato sulla linea di alimentazione 10. In ultima analisi, dunque, il valore digitale 0 è associato al valore di corrente 0 A, e il valore digitale 255 è associato al valore di corrente 100 A. È altresì possibile associare al valore digitale 255 un valore di corrente più elevato, ad esempio 150 A o 200 A o superiori, in modo da poter rappresentare su 8 bit eventuali sovra-

erogazioni di corrente rispetto al valore nominale. I valori di corrente summenzionati sono relativi ad un esempio secondo una forma di realizzazione, e non sono limitativi della presente invenzione.

Il dispositivo di alimentazione 2 comprende un interruttore controllato 12 (ad esempio formato da un singolo transistor MOSFET o da una pluralità di transistori MOSFET collegati in parallelo tra loro), avente un primo terminale di conduzione collegato alla linea di alimentazione 10, un secondo terminale di conduzione collegato al carico elettrico secondario 3, e un terminale di controllo atto a ricevere un segnale di controllo in tensione che assume alternativamente un primo valore tale da chiudere l'interruttore controllato 12 (che in questo stato conduce corrente elettrica) ed un secondo valore tale da aprire l'interruttore controllato 12 (che in questo stato non conduce corrente elettrica). Il segnale di controllo dell'interruttore controllato 12 è dunque un segnale avente andamento ad onda quadra, con un certo valore di duty cycle. Il duty cycle può essere variato durante l'uso in modo da impostare opportunamente la durata temporale degli intervalli in cui l'interruttore controllato 12 conduce corrente rispetto alla durata temporale degli intervalli in cui l'interruttore controllato 12 non conduce corrente.

Quando l'interruttore controllato 12 è chiuso, il carico elettrico secondario 3 è accoppiato alla linea di alimentazione 10 (assorbendo corrente), mentre quando l'interruttore controllato 12 è aperto il carico elettrico secondario 3 è disaccoppiato dalla linea di alimentazione 10 (e non assorbe corrente).

Variando il duty cycle di controllo dell'interruttore controllato 12 si varia di conseguenza la potenza media fornita, in un certo intervallo di tempo, al relativo carico elettrico secondario 3. È così possibile impostare, secondo necessità, il valore di potenza che si desidera fornire al carico elettrico secondario 3, in modo dinamico.

Il duty cycle (rapporto pieno-vuoto, o ciclo di lavoro) di un segnale di controllo è dato dal rapporto tra la durata del segnale di controllo a livello "alto" e il periodo totale del segnale di controllo, e serve a esprimere per quanta porzione di periodo il segnale di controllo è a livello alto (intendendo con "alto" il livello "attivo" del segnale). Nel caso qui discusso, si intende livello "alto" o "attivo" il livello alto a chiudere l'interruttore controllato 12 (cioè durante il quale l'interruttore controllato 12 conduce corrente elettrica), indipendentemente dal tipo di interruttore controllato 12 utilizzato.

Il segnale generato in uscita dal sensore di corrente

8 è correlato (proporzionale) al segnale di alimentazione della linea di alimentazione 10 (V_{TOT} e/o I_{TOT} e/o W_{TOT}). In particolare, il segnale generato in uscita dal sensore di corrente 8 è correlato (proporzionale) alla corrente I_{TOT} che scorre nella linea di alimentazione 10.

La scheda integrata 4 riceve in ingresso il segnale generato in uscita dal sensore di corrente 8, ed effettua le seguenti operazioni: a) calcola un valor medio del segnale generato in uscita dal sensore di corrente 8, mediato su un certo intervallo temporale o su un numero di campioni predefinito del segnale generato in uscita dal sensore di corrente 8 (in questo ultimo caso, il segnale generato dal sensore di corrente 8 è prima campionato mediante un convertitore analogico-digitale); b) rileva uno scostamento ("deviation") del valor medio calcolato al punto a) rispetto ad una soglia (tale soglia è impostata al valore massimo di corrente che la linea di alimentazione può reggere per operare in condizioni di sicurezza); e c) in presenza dello scostamento di cui al punto b), varia il valore di duty cycle del segnale di controllo del dispositivo di alimentazione 2 fintantoché il valor medio del segnale generato dal sensore di corrente 8 assume un valore circa uguale alla soglia. La variazione del duty cycle, infatti, fa variare il valore della potenza elettrica assorbita dal carico elettrico secondario 3 (o,

da un altro punto di vista, il valore della potenza elettrica che il dispositivo di alimentazione 2 eroga al carico elettrico secondario 3).

Lo scostamento di cui al punto b) summenzionato può essere relativo ad un valor medio del segnale generato in uscita dal sensore di corrente 8 maggiore della soglia, o ad un valor medio del segnale generato in uscita dal sensore di corrente 8 minore della soglia.

L'operazione di riduzione del valore di duty cycle del segnale di controllo causa un minor consumo di energia elettrica da parte del carico elettrico secondario 3 (aumenta il tempo in cui l'interruttore controllato 12 è spento in rapporto al tempo in cui l'interruttore controllato 12 è acceso). Di conseguenza, sulla linea di alimentazione 10 si ha un aumento dell'energia disponibile che può essere utilizzata dal carico elettrico primario 5; il carico elettrico primario 5 può quindi essere alimentato con la potenza che esso richiede, riducendo la probabilità di incorrere in rischi di sovratensioni o sovracorrenti sulla linea di alimentazione 10. In assenza di tale regolazione, una richiesta di sovralimentazione da parte del carico elettrico primario 5 sarebbe gestita esclusivamente dal generatore 11 il quale si potrebbe trovare a lavorare in condizioni limite, erogando più

potenza di quella prevista per un funzionamento in sicurezza suo e della linea di alimentazione 10.

In condizioni limite, il carico elettrico secondario 3 potrebbe non essere sufficientemente alimentato, ma il funzionamento del carico elettrico primario 5 è sempre garantito.

La figura 2a mostra, in forma schematica, il dispositivo di alimentazione 2 comprendente l'interruttore controllato 12 (in particolare un transistor MOSFET di tipo N) avente un primo terminale di conduzione 12a (in particolare un terminale di pozzo, o "drain") collegato alla linea di alimentazione 10, un secondo terminale di conduzione 12b (in particolare un terminale di sorgente, o "source") collegato al carico elettrico secondario 3, e un terminale di controllo 12c (in particolare un terminale di porta, o "gate") collegato all'uscita dell'amplificatore di livello 6. In questo modo, il terminale di gate è controllato dall'amplificatore di livello 6 con tensioni aventi una dinamica opportuna per non danneggiare il MOSFET. Risulta evidente che, configurando la scheda integrata 4 per controllare in apertura/chiusura il MOSFET utilizzando tensioni adeguate, tali da non danneggiare il MOSFET, l'amplificatore di livello 6 non è necessario.

Per sostenere elevati valori di corrente/tensione, la figura 2b mostra una ulteriore forma di realizzazione del

dispositivo di alimentazione 2, comprendente una pluralità di transistori 12, in particolare MOSFET a canale N, aventi rispettivi primi terminali di conduzione 12a (terminali di pozzo, o "drain") collegati tra loro e alla linea di alimentazione 10, rispettivi secondi terminali di conduzione 12b (terminali di sorgente, o "source") collegati tra loro e al carico elettrico secondario 3, e rispettivi terminali di controllo 12c (terminali di porta, o "gate") collegati tra loro e all'uscita dell'amplificatore di livello 6.

Il numero e il tipo di transistori MOSFET è scelto secondo necessità a seconda delle tensioni/correnti da sostenere nell'applicazione specifica del dispositivo di alimentazione 2. Le operazioni di apertura (interdizione) e chiusura (conduzione) avvengono pertanto in modo sincrono per tutti i transistori MOSFET del dispositivo di alimentazione 2 di figura 2b. Il dispositivo di alimentazione 2 di figura 2b opera, da un punto di vista concettuale, come un singolo transistore MOSFET (avente un primi e secondi terminali di conduzione ed un terminale di controllo). Nel seguito, ci si riferirà pertanto ad un "interruttore controllato 12" o "dispositivo di alimentazione 2" senza limitazione ad una particolare forma di realizzazione tra quelle mostrate in figura 2a e figura 2b.

Risulta inoltre evidente che il dispositivo di alimentazione 2 può comprendere transistori o generici interruttori controllati di tipo diverso da un MOSFET di tipo N, ad esempio MOSFET di tipo P, JFET, MESFET, transistori bipolari, o altri ancora.

In uso, come meglio illustrato nel seguito, l'interruttore controllato 12 viene controllato alternativamente in apertura (interdizione), e chiusura (conduzione) mediante il segnale di controllo V_{CTR} , se necessario condizionato dall'amplificatore di livello 6, e applicato al terminale di controllo 12c. Il segnale di controllo V_{CTR} è, in particolare, un segnale di tensione avente valore massimo di alcuni Volt (ad esempio, 10V), atto a pilotare in apertura e chiusura l'interruttore controllato 12 (il segnale di controllo V_{CTR} è, come detto prima, un segnale a onda quadra). Se l'interruttore controllato 12 è un transistor MOSFET a canale N, quando il valore del segnale di controllo V_{CTR} supera una soglia minima (ha cioè un primo valore), il terminale di gate 12c è polarizzato in modo tale da generare un canale conduttivo tra il terminale di source 12b e il terminale di drain 12a, collegando la linea di alimentazione 10 al carico elettrico secondario 3, e dunque alimentando il carico elettrico secondario 3; viceversa, quando il valore del segnale di controllo V_{CTR} è inferiore ad una soglia minima (ha cioè un

secondo valore), l'interruttore controllato 12 è interdetto, disaccoppiando la linea di alimentazione 10 dal carico elettrico secondario 3.

Con riferimento particolare all'applicazione avionica, l'interruttore controllato 12, indipendentemente dalla forma di realizzazione di quest'ultimo, è atto ad operare preferibilmente ad una tensione di lavoro massima pari a 285V (corrente continua, DC), ed è atto a sostenere una corrente di lavoro massima pari a circa 100 A a 270 V (corrente continua, DC). Altre applicazioni possono richiedere valori di tensione e corrente diversi, maggiori o minori.

La figura 3 mostra, secondo una forma di realizzazione della presente invenzione, il dispositivo di alimentazione 2 comprendente, oltre all'interruttore controllato 12, una pluralità di ulteriori elementi elettrici ed elettronici.

Il segnale di alimentazione di ingresso V_{DC_IN} è applicato in ingresso al dispositivo di alimentazione 2 tra un primo ed un secondo morsetto di ingresso 7a, 7b, rispettivamente a tensione $V_{DC_IN}^+$ e $V_{DC_IN}^-$, in cui il primo morsetto di ingresso 7a è collegato al terminale di drain del MOSFET che forma l'interruttore controllato 12 (come detto, altri tipi di transistori o interruttori controllati possono essere utilizzati).

Il segnale di alimentazione di uscita V_{DC_OUT} è fornito

in uscita tra un primo e un secondo morsetto di uscita 9a e 9b, rispettivamente a tensione $V_{DC_OUT}^+$ e $V_{DC_OUT}^-$, in cui il primo morsetto di uscita 9a è collegato al terminale di source del MOSFET che in questo esempio forma l'interruttore controllato 12.

Il dispositivo di alimentazione 2 comprende una scheda di optoisolamento 13, configurata per formare una interfaccia tra l'amplificatore di livello 6 e il terminale di controllo 12c dell'interruttore controllato 12. In questo modo, eventuali disturbi (picchi di tensione/corrente) trasportati dal segnale di controllo V_{CTR} non danneggiano l'interruttore controllato 12. Il principio di funzionamento della scheda di optoisolamento è noto. Tipicamente, una scheda di optoisolamento (o, semplicemente, optoisolatore) comprende un diodo LED, disposto in corrispondenza di un ingresso dell'optoisolatore, atto a ricevere un segnale il segnale di controllo V_{CTR} (o, in alternativa, un segnale in corrente funzione del segnale di controllo V_{CTR}) e generare in uscita un segnale luminoso funzione del segnale di controllo V_{CTR} . Il segnale luminoso così generato è fornito in ingresso ad un fotodiodo, che genera su una sua uscita un segnale elettrico V_{C_OPT} funzione del segnale luminoso generato dal diodo LED. In ultima analisi, dunque, il segnale elettrico V_{C_OPT} generato dal fotodiodo è correlato al (o è funzione

del) segnale di controllo V_{CTR} .

Il segnale in ingresso al diodo LED può essere, se necessario, ridotto in intensità utilizzando un resistore posto a monte del diodo LED. Introducendo un resistore avente bassa resistenza (o non introducendo il resistore), si polarizza il diodo LED con una tensione/corrente avente elevato valore, ottenendo un segnale luminoso generato dal diodo LED avente elevata intensità; in questo caso, la variazione in intensità del segnale luminoso dovuta alle variazioni del segnale di tensione/corrente in ingresso al diodo LED è difficilmente percettibile, cosa che è positiva dal punto di vista della reiezione dei disturbi in ingresso. Al contrario, con un resistore avente resistenza elevata, il segnale luminoso generato dal diodo LED risulta essere maggiormente correlato alle variazioni di tensione/corrente del segnale in ingresso al diodo LED.

Per quanto riguarda invece il fotodiodo, esso viene tipicamente polarizzato inversamente. È evidente che il segnale generato in uscita dal fotodiodo replicherà più o meno fedelmente le variazioni del segnale di controllo V_{CTR} quanto più il segnale luminoso generato dal diodo LED replica fedelmente tali variazioni. Per la forma di realizzazione considerata secondo la presente invenzione, è consigliabile utilizzare optoisolatori in cui variazioni spurie del segnale di controllo V_{CTR} non sono replicate, o

lo sono minimamente, sul segnale luminoso generato dal diodo LED (questo si ottiene, come detto, utilizzando in ingresso al diodo LED resistori aventi basso valore di resistenza). Infatti, come detto, il segnale di controllo V_{CTR} è un segnale a onda quadra avente due stati: stato alto, o stato ON, in cui il segnale di controllo V_{CTR} ha valore massimo, e stato basso, o stato OFF, in cui il segnale di controllo V_{CTR} ha valore minimo.

Il dispositivo di alimentazione 2 comprende inoltre un trigger di Schmitt 14, collegato su una uscita della scheda di optoisolamento 13, che riceve in ingresso il segnale elettrico V_{C_OPT} generato come precedentemente illustrato, e atto a squadrare il segnale elettrico V_{C_OPT} ottenendo un segnale squadrato V_{C_TRIG} avente fronti di salita e di discesa ripidi, tipici del segnale digitale. Il segnale squadrato V_{C_TRIG} polarizza il terminale di controllo 12c dell'interruttore controllato 12, controllandone l'apertura (stato di interdizione) e la chiusura (stato di conduzione).

Il segnale squadrato V_{C_TRIG} è correlato al segnale elettrico V_{C_OPT} , e dunque correlato al segnale di controllo V_{CTR} , e lo replica fedelmente. Il segnale squadrato V_{C_TRIG} , in particolare, ha lo stesso duty cycle del segnale di controllo V_{CTR} , ed è ritardato rispetto al segnale di controllo V_{CTR} a causa delle operazioni effettuate dalla

scheda di optoisolamento. Tale ritardo dipende, pertanto, dalla scheda di optoisolamento utilizzata, ed è preferibile che abbia durata temporale la minore possibile.

Il dispositivo di alimentazione 2 comprende inoltre un termostato 16, disposto in prossimità dell'interruttore controllato 12, per monitorare la temperatura raggiunta da quest'ultimo durante l'uso. Il termostato 16 può essere disposto in prossimità (ad esempio a distanza di alcuni millimetri) di un package 18 che incapsula l'interruttore controllato 12, oppure a contatto diretto con il package 18. Alternativamente, il termostato 16 può essere disposto all'interno del package 18.

Il dispositivo di alimentazione 2 comprende inoltre un derivatore di corrente 22, anche noto semplicemente come "shunt", atto a fornire una misura della corrente che scorre attraverso l'interruttore controllato 12. Il derivatore di corrente 22 comprende sostanzialmente un resistore di shunt (non mostrato) atto a deviare attraverso di sé una parte della corrente che scorre attraverso l'interruttore controllato 12. Come noto, il resistore di shunt è collegato in parallelo alla linea su cui scorre la corrente che si vuole misurare (a valle dell'interruttore controllato 12). Il funzionamento di un derivatore di corrente è ben noto nella tecnica, e non è qui ulteriormente descritto, per brevità.

Alternativamente al derivatore di corrente 22, si può utilizzare un qualsiasi altro dispositivo atto a misurare il valore di corrente che scorre attraverso l'interruttore controllato 12.

Il derivatore di corrente 22 genera in uscita un segnale di misura V_M (segnale in tensione) proporzionale alla corrente che fluisce nell'interruttore controllato 12. Il dispositivo di alimentazione 2 comprende inoltre un circuito di feed-back 26 che riceve in ingresso il segnale di misura V_M generato in uscita dal derivatore di corrente 22 (segnale in tensione, proporzionale alla corrente che fluisce nell'interruttore controllato 12) ed esegue su tale segnale di misura V_M un'operazione di condizionamento per limitarne la dinamica entro un intervallo predefinito, ad esempio compreso tra circa 0 e 10 V, generando un segnale di feed-back V_{FB} (segnale in tensione). Il segnale di feed-back V_{FB} è quindi inviato in ingresso alla scheda di optoisolamento 13. L'operazione del circuito di feed-back 26 è utile per adattare il segnale di misura V_M alla dinamica di ingresso della scheda di optoisolamento 13.

Il dispositivo di alimentazione 2 comprende inoltre un diodo 27 collegato tra il secondo morsetto di ingresso 7b ($V_{DC_IN}^-$) e il primo morsetto di uscita 9a ($V_{DC_OUT}^+$). Il diodo 27 ha la funzione di evitare il danneggiamento del componente 12 quando il carico presenta una componente

induttiva. Il diodo 27 è configurato per sostenere una tensione massima tra anodo e catodo pari a 400 V; una corrente continua "forward" ("continuous forward current"), a temperatura di funzionamento di 104°C, di valore massimo pari a 150A; e singoli impulsi di corrente "forward" ("single pulse forward current"), a temperatura di funzionamento di 25°C, di valore massimo pari a 1500A. Le temperature di funzionamento sono comprese tra -55°C e 175°C. Diodi di questo tipo sono noti e facilmente reperibili in commercio.

In parallelo al diodo 27 è collegato un filtro 28, comprendente un resistore 28a collegato in serie ad un condensatore 28b (gruppo RC). Il filtro 28 ha la funzione di ridurre picchi di corrente/tensione che si possono verificare durante le commutazioni del segnale V_{CTR} (come detto, di tipo a onda quadra, ad esempio modulato PWM). Il gruppo RC, infatti, si oppone alle brusche variazioni di tensione, assorbendo corrente e provocando di conseguenza una consistente riduzione delle variazioni di tensione.

Il dispositivo di alimentazione 2 comprende inoltre un circuito di allarme 30, comprendente un microprocessore 31 configurato per generare segnali di allarme in situazioni di funzionamento critiche del dispositivo di alimentazione 2, e/o nel caso di malfunzionamenti del dispositivo di alimentazione 2.

Il circuito di allarme 30 riceve in ingresso un segnale di allarme temperatura S_T generato dal termostato 16. In particolare, il segnale di allarme temperatura S_T è generato dal termostato 16 quando la temperatura di funzionamento dell'interruttore controllato 12 rilevata dal termostato 16 supera una certa soglia massima. Tale soglia è, ad esempio, pari a 100°C .

Secondo una ulteriore forma di realizzazione, il termostato 16 genera una pluralità di segnali di allarme temperatura, ciascuno relativo ad una differente soglia con diversa criticità. Ad esempio il termostato 16 genera un primo segnale di allarme temperatura S_T' quando la temperatura dell'interruttore controllato 12 raggiunge un livello a bassa criticità, ad esempio pari a 90°C ; un secondo segnale di allarme temperatura S_T'' quando la temperatura dell'interruttore controllato 12 raggiunge un livello a media criticità, ad esempio pari a 100°C ; e un terzo segnale di allarme temperatura S_T''' quando la temperatura dell'interruttore controllato 12 raggiunge un livello ad alta criticità, ad esempio pari a 150°C .

Secondo una forma di realizzazione alternativa, il termostato 16 genera in uscita un segnale di allarme temperatura S_T in modo continuo o a intervalli temporali regolari, in cui tale segnale di allarme temperatura S_T è indicativo della temperatura istantanea di funzionamento

dell'interruttore controllato 12. La verifica di eventuali criticità (comparazione con una o più soglie, analogamente a quanto descritto precedentemente) è effettuata, in questo caso, direttamente dal circuito di allarme 30.

Il circuito di allarme 30 riceve inoltre il segnale di feed-back V_{FB} generato dal circuito di feed-back 26. Il microprocessore 31 è dunque inoltre configurato per elaborare il segnale di feed-back V_{FB} al fine di rilevare se la corrente che fluisce nell'interruttore controllato 12 raggiunge valori troppo elevati (ad esempio a causa di un malfunzionamento del dispositivo a stato logico 12). Tale rilevazione avviene, ad esempio, confrontando il valore del segnale di feed-back V_{FB} con una soglia predefinita.

Il circuito di allarme 30 fornisce inoltre alla scheda di optoisolamento 13 una pluralità di segnali di integrità S_{MOSFET_KO} , S_{MOSFET_CC} , S_{OVP} , S_{OT} atti a fornire informazioni circa l'integrità e il funzionamento dell'interruttore controllato 12.

Dal canto suo, la scheda di optoisolamento 13 riceve i segnali di integrità S_{MOSFET_KO} , S_{MOSFET_CC} , S_{OVP} , S_{OT} e li fornisce in uscita dal dispositivo di alimentazione 2 per essere elaborati e gestiti opportunamente (l'ulteriore gestione dei segnali di allarme non è oggetto della presente invenzione e quindi le relative procedure non sono ulteriormente descritte). La scheda di optoisolamento 13

opera dunque come unica interfaccia di ingresso/uscita per i segnali di controllo (V_{CTR} ; V_{C_TRIG}) e di gestione (i segnali di integrità S_{MOSFET_KO} , S_{MOSFET_CC} , S_{OVP} , S_{OT}) del dispositivo di alimentazione 2.

Il segnale di integrità S_{OT} è un segnale di allarme indicativo di una sovratemperatura di funzionamento del dispositivo a stato solido 12. Il segnale di integrità S_{OT} è dunque associato al segnale di allarme temperatura S_T generato dal termostato 16 e ricevuto dal circuito di allarme 30 e può assumere tutti i significati di criticità precedentemente descritti con riferimento al segnale di allarme temperatura S_T per le varie forme di realizzazione.

Il segnale di integrità S_{OVP} è un segnale di allarme indicativo di una sovratensione del segnale di alimentazione di ingresso V_{DC_IN} . Al fine di monitorare la tensione di ingresso, il circuito di allarme 30 ha un ingresso accoppiato al primo morsetto di ingresso 7a ($V_{DC_IN}^+$). La tensione di alimentazione di ingresso così ricevuta tramite il primo morsetto di ingresso 7a è normalizzata entro un intervallo di valori predefinito, tale da essere gestito dal microcontrollore 31, e quindi costantemente comparata con una soglia predefinita, scelta sulla base delle caratteristiche dell'interruttore controllato 12 (ad esempio pari alla tensione massima che l'interruttore controllato 12 è in grado di sopportare). Se

la tensione del segnale di alimentazione di ingresso V_{DC_IN} permane al di sopra della soglia predefinita oltre un certo tempo, tale situazione critica viene segnalata mediante il segnale di integrità S_{OVP} . Le conseguenze di una tale situazione critica non sono oggetto della presente domanda di brevetto e dunque non ulteriormente descritte. A titolo di esempio, comunque, per ovviare a tale situazione il segnale di controllo V_{CTR} potrebbe essere forzato ad un valore tale per cui il dispositivo a stato solido è controllato in apertura, disaccoppiando la linea di alimentazione 10 dal carico elettrico secondario 3.

Il segnale di integrità S_{MOSFET_CC} è un segnale di allarme indicativo dello stato di conduzione dell'interruttore controllato 12, generato sulla base del segnale di feed-back V_{FB} , e dunque proporzionale alla corrente che fluisce attraverso l'interruttore controllato 12. Eventuali variazioni della corrente che fluisce attraverso l'interruttore controllato 12 (misurata come precedentemente descritto) rispetto alla condizione attesa durante l'alimentazione del carico elettrico secondario 3 possono essere indicative di un malfunzionamento dell'interruttore controllato 12.

Il segnale di integrità S_{MOSFET_KO} è un segnale di allarme indicativo dello stato della linea che alimenta il carico elettrico secondario 3, ed è generato sulla base dei

segnali di tensione prelevati al primo morsetto di uscita 9a e al secondo morsetto di ingresso 7b ed elaborati (previo condizionamento opportuno) dal microcontrollore 31. Eventuali alterazioni di tali segnali rispetto al segnale atteso sono indicativi di un possibile malfunzionamento della linea di alimentazione del carico elettrico secondario 3.

Alcuni o tutti tra la scheda di optoisolamento 13, il trigger di Schmitt 14, il derivatore di corrente 22, il circuito di feedback 26, e il circuito di allarme 30 che dovessero, per il loro funzionamento, necessitare di una alimentazione esterna, comprendono inoltre un proprio ingresso di alimentazione, atto a ricevere un segnale di alimentazione V_{CC} avente valore di tensione opportuno a seconda delle proprie caratteristiche di alimentazione (in figura 3 la sola scheda di optoisolamento è mostrata, a titolo di esempio, collegata ad una alimentazione esterna V_{CC}).

La figura 4 mostra, in vista prospettica, un package 40 all'interno del quale è alloggiato il dispositivo di alimentazione 2 (quest'ultimo disposto su una scheda integrata 41).

Al fine di ridurre al minimo i problemi relativi al surriscaldamento del dispositivo di alimentazione 2, la figura 4 mostra un dissipatore di calore 42 disposto in

contatto con una superficie esterna del package 40, per raffreddare quest'ultimo durante il funzionamento. La temperatura operativa ideale dell'interruttore controllato 12 è di circa 85°C; il dissipatore di calore 42 è pertanto atto a raffreddare la regione interna al package 40 in modo tale da mantenere la temperatura operativa ottimale, o comunque compresa tra circa 70°C e 95°C. Ulteriori mezzi per raffreddare l'interruttore controllato 12 possono essere previsti, ad esempio una o più ventole (non mostrate) disposte internamente al package 40, in prossimità dell'interruttore controllato 12.

Il dissipatore di calore 42 è, secondo una forma di realizzazione della presente invenzione, di tipo raffreddato a liquido, e comprendere un canale di ingresso 42a attraverso cui un liquido di raffreddamento entra all'interno del dissipatore di calore 42, ed un canale di uscita 42b attraverso cui il liquido di raffreddamento esce dal dissipatore di calore 42. Il liquido di raffreddamento è, ad esempio acqua avente una temperatura pari o inferiore a 18°C, che fluisce ad una velocità di circa 8 litri al minuto. Tali valori si sono rivelati sufficienti a garantire le prestazioni summenzionate considerando una potenza termica da dissipare pari a $P=300W$, una temperatura desiderata internamente al package 40 (ad esempio di materiale termicamente conduttivo per favorire la

dissipazione del calore) pari a circa 85°C, e un'area di scambio termico tra il package 40 e il dissipatore di calore 42 pari a circa 0.0228 m². La richiedente ha verificato che, nelle condizioni summenzionate, il dissipatore di calore 42 è in grado di mantenere una temperatura interna al package 40 pari a 70°C con potenze da dissipare pari a P=600W. Questo sovradimensionamento del dissipatore di calore 42 garantisce buone prestazioni anche in condizioni critiche non previste.

Secondo una forma di realizzazione, il dissipatore di calore 42 ha all'interno una cavità in cui sono brasate una serie di alette, in alluminio corrugato. Le alette creano una turbolenza del liquido di raffreddamento che minimizza lo strato limite e riduce la resistenza termica ottenendo un coefficiente di scambio termico globale elevato.

Con riferimento alla figura 5, viene descritto un sistema e un metodo di pilotaggio del dispositivo di alimentazione 2, e in particolare di pilotaggio dell'interruttore controllato 12 (generazione del segnale di controllo V_{CTR}).

La figura 5 mostra un circuito di regolazione 50, secondo una forma di realizzazione della presente invenzione.

Il circuito di regolazione 50 comprende un controllore 52 ad azione Proporzionale (P) Integrale (I) e Derivativa

(D), comunemente noto come controllore PID. Il controllore PID 52 comprende un sommatore 52a, atto a ricevere un segnale di riferimento, o "setpoint", I_{SETPOINT} e un segnale che deve essere confrontato con il segnale di setpoint I_{SETPOINT} (segnale di retroazione I_R , meglio descritto in seguito).

Il segnale di setpoint I_{SETPOINT} identifica la corrente massima che può fluire sulla linea di alimentazione 10 per operare in una condizione di sicurezza (cioè senza il rischio di danneggiamenti della linea di alimentazione 10 stessa e/o del generatore 11). Il segnale di setpoint I_{SETPOINT} può avere un valore fisso predeterminato, memorizzato in una memoria 53 non riscrivibile, oppure un valore aggiornabile secondo necessità (in questo ultimo caso, la memoria 53 è di tipo riscrivibile e comprende una porta di accesso per la scrittura).

Il segnale di setpoint I_{SETPOINT} è, ad esempio, un valore numerico rappresentato su 8 bit, e può assumere un valore compreso tra 0 e 255, in cui 0 è associato a corrente pari a 0 A, e 255 è associato alla corrente massima prevista (associazione lineare). È altresì possibile associare alla corrente massima prevista un valore numerico inferiore a 255, per garantire un certo margine di sicurezza.

Il sommatore 52a è atto a generare in uscita un

segnale differenza I_D dato dalla differenza tra il segnale di "setpoint" $I_{SETPOINT}$ e il segnale di retroazione I_R ($I_D = I_{SETPOINT} - I_R$). Operando nel dominio digitale, pertanto, la differenza $I_{SETPOINT} - I_R$ avviene tra segnali numerici su 8 bit indicativi di rispettivi valori di corrente. In questo modo si assicura coerenza tra tutti i valori su cui si effettuano operazioni.

Il segnale di retroazione I_R è ottenuto come media temporale del segnale di corrente I_G , che è correlato al valore di corrente I_{TOT} presente sulla linea di alimentazione 10. Il segnale di corrente I_G è il segnale generato in uscita dal sensore di corrente 8 mostrato in figura 1, ed è indicativo del valore di corrente misurata sulla linea di alimentazione 10 dal sensore di corrente 8.

Conoscendo il valore di corrente sulla linea di alimentazione 10 (valore mediato I_R), e il valore desiderato di corrente sulla linea di alimentazione 10 (dato dal valore di setpoint $I_{SETPOINT}$), il controllore PID 52 è in grado di reagire a un eventuale errore positivo o negativo del valore di I_R rispetto al valore desiderato $I_{SETPOINT}$ per portare il segnale differenza I_D verso il valore 0 (cioè $I_R = I_{SETPOINT}$).

Il controllore PID 52 è tipicamente implementato mediante un programma per elaboratore ("software"). I segnali $I_{SETPOINT}$, I_R , I_G , I_D mostrati in figura 5 sono, in

questo caso, segnali digitali. Il segnale di setpoint I_{SETPOINT} è preimpostato ad un valore pari alla massima corrente erogabile sulla linea di alimentazione 10 dal generatore di alimentazione 11; il segnale I_G è un segnale che identifica istante per istante il valore di corrente I_{TOT} che fluisce sulla linea di alimentazione 10; e il segnale di retroazione I_R è un segnale ottenuto come media di una pluralità di valori assunti dal segnale I_G . Il sommatore 52a genera in uscita un segnale di errore (I_D) indicativo della differenza tra il segnale desiderato (segnale di setpoint I_{SETPOINT}) e il segnale effettivamente presente sulla linea di alimentazione 10. L'operazione del sommatore 52a ($I_D = I_{\text{SETPOINT}} - I_R$) è dunque effettuata sulla base di un valore di corrente sulla linea di alimentazione 10 stabile (mediato su un certo tempo e/o un certo numero di campioni) e non istantaneo (quest'ultimo soggetto a fluttuazioni impreviste). Il segnale di errore I_D può avere valore negativo (sulla linea di alimentazione 10 scorre più corrente di quella prevista come massima possibile per un uso in sicurezza) o positivo (sulla linea di alimentazione 10 scorre meno corrente di quella prevista come massima possibile per un uso in sicurezza).

Il controllore PID 52 comprende inoltre un blocco operativo 52b, avente la nota funzione di trasferimento $D(s)$ tipica dei controllori PID di tipo noto:

$$D(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + s \cdot K_d = \frac{(K_d \cdot s^2 + K_p \cdot s + K_i)}{s}$$

I valori dei parametri K_p , K_i , e K_d dipendono dal carico del controllore PID 52, e sono impostati in funzione di tale carico. Un metodo noto per impostare tali parametri è conosciuto in letteratura come "regole di Ziegler-Nicholls". Un altro metodo noto in letteratura è, ad esempio, il "metodo Cohen e Coon".

In particolare, la funzione di trasferimento del controllore PID 52 è scelta in modo tale che il tempo di reazione del sistema (tempo di raggiungimento del setpoint) sia minore di 50ms; il tempo di stabilizzazione (tempo per la riduzione dell'errore entro il 5%) sia minore di 2 secondi; e la massima sovraelongazione sia minore del 5% del valore di setpoint.

Il metodo di Ziegler-Nichols è noto, e comprende sostanzialmente le seguenti fasi: il processo viene fatto controllare da un controllore esclusivamente proporzionale (K_i , e K_d vengono impostati a zero); il guadagno K_p del controllore proporzionale viene gradualmente aumentato; il guadagno critico K_u è il valore del guadagno per cui la variabile controllata presenta oscillazioni sostenute, cioè che non spariscono dopo un transitorio: questa è una misura dell'effetto dei ritardi e della dinamica del processo; si registra il periodo critico P_u delle oscillazioni

sostenute; si determinano le costanti K_p , K_i , e K_d come $K_p=0,6 \cdot K_u$, $K_i=P_u/2$, e $K_d=P_u/8$.

Ad esempio per un carico qualche centinaio di Watt, i valori ottimali di K_p , K_i , K_d sono rispettivamente 0.5, 1000 e 0.001.

L'uscita dal controllore PID 52 è un segnale S_{PID} che viene utilizzato da un modulatore PWM 54 per generare un segnale di tensione a onda quadra V_{PWM} . Si suppone qui che l'ingresso del modulatore PWM accetti un segnale su 8bit, con valori compresi tra 0 e 255. Quindi, il segnale S_{PID} è un segnale digitale su 8 bit che assume valori compresi tra 0 e 255, dove $S_{PID}=0$ viene interpretato dal modulatore PWM 54 come un comando per generare un segnale di tensione a onda quadra V_{PWM} con duty cycle pari allo 0%, e $S_{PID}=255$ viene interpretato dal modulatore PWM 54 come un comando per generare un segnale di tensione a onda quadra V_{PWM} con duty cycle pari al 100%. Valori di duty cycle intermedi (tra 0 e 100%) sono controllati da rispettivi valori intermedi (tra 0 e 255) del segnale S_{PID} , con associazione lineare (in modo proporzionale tra loro). Ad esempio, un valore di duty cycle pari a 80% è determinato da un valore $S_{PID}=204$. Internamente, il modulatore PWM 54 opera in modo di per sé noto e non è dunque qui ulteriormente descritto.

Il segnale di tensione a onda quadra V_{PWM} è fornito in ingresso all'amplificatore di livello 6; quest'ultimo

genera, in funzione del segnale di tensione a onda quadra V_{PWM} , il segnale di controllo V_{CTR} (che segue fedelmente il segnale di tensione a onda quadra V_{PWM} ma ha valori massimi e minimi tali da controllare in apertura e chiusura l'interruttore controllato 12 senza danneggiarlo).

Secondo la forma di realizzazione del dispositivo di alimentazione 2 di figura 3, il segnale di controllo V_{CTR} è fornito in ingresso alla scheda di optoisolamento 13 e non all'interruttore controllato 12. In questo caso, il segnale di controllo V_{CTR} ha valori massimi e minimi tali da non danneggiare la scheda di optoisolamento 13. Risulta evidente che l'amplificatore di livello 6 potrebbe non essere necessario nel caso in cui il segnale di tensione a onda quadra V_{PWM} abbia valori massimi e minimi tali da non danneggiare l'interruttore controllato 12 o la scheda di optoisolamento 13 (a seconda della forma di realizzazione scelta per il dispositivo di alimentazione 2), in questo caso, il segnale di tensione a onda quadra V_{PWM} coincide con il segnale di controllo V_{CTR} .

Il circuito di regolazione 50 comprende inoltre un blocco di media 56, configurato per ricevere il segnale I_D e generare il segnale di retroazione I_R .

Il blocco di media 56 può essere, ad esempio, un integratore. Il segnale di retroazione I_R è generato in questo caso sulla base di una media temporale (tra gli

istanti di tempo t_A e t_B) del segnale di corrente I_G . Un tipico valore dell'intervallo t_A-t_B è dell'ordine di 4ms.

L'operazione svolta dall'integratore è descritta dalla seguente formula analitica:

$$I_R = \frac{\int_{t_A}^{t_B} I_G(t) dt}{t_B - t_A}$$

Alternativamente, il blocco di media 56 opera su segnali I_D e I_R digitali, ed è atto a eseguire una media su un numero n_s predefinito (ad esempio $n_s=30$) di campioni del segnale di corrente I_G . In questo caso, il segnale di corrente I_G è prima campionato (mediante un convertitore analogico-digitale, non mostrato), e quindi l'operazione di media è eseguita dal blocco di media secondo la seguente formula, ottenendo il segnale di retroazione I_R :

$$I_R = \frac{\sum_{j=1}^{n_s} I_G(j)}{n_s}$$

In questo caso, dunque, il segnale di retroazione I_R è un segnale numerico che rappresenta il valore di corrente medio presente sulla linea di alimentazione durante l'intervallo temporale a cui appartengono i campioni di I_G acquisiti.

In uso, nel caso in cui il segnale di retroazione I_R assuma un valore superiore al valore del segnale di setpoint $I_{SETPOINT}$, il circuito di regolazione 50 genera un

segnale di tensione a onda quadra V_{PWM} avente duty cycle tale da ridurre il consumo di energia del carico elettrico secondario 3 (riferimento alla figura 1). Cioè, il valore del duty cycle del segnale di tensione a onda quadra V_{PWM} viene progressivamente ridotto fino a garantire, contemporaneamente, l'alimentazione del carico elettrico 5 e il mantenimento, sulla linea di alimentazione 10, di una corrente non superiore a quella prevista, identificata come detto dal segnale di setpoint $I_{SETPOINT}$. Questo, ovviamente, a scapito dell'alimentazione del carico elettrico secondario 3, che si vedrà progressivamente ridurre la potenza a lui fornita.

Se, invece, il valore del segnale di retroazione I_R è al di sotto del valore del segnale di setpoint $I_{SETPOINT}$, il duty cycle del segnale di tensione a onda quadra V_{PWM} viene aumentato, garantendo una adeguata alimentazione del carico elettrico secondario 3. Si fa qui notare che solo il carico elettrico secondario 3 è collegato alla linea di alimentazione 10 tramite il dispositivo di alimentazione 2, il carico elettrico 5 è direttamente collegato alla linea di alimentazione 10 e non pertanto soggetto a riduzioni di alimentazione operate dal dispositivo di alimentazione 2.

La figura 6 mostra, mediante diagramma di flusso, le operazioni eseguite dal controllore PID 52. Da un punto di vista matematico, il controllore PID 52 è configurato per

generare la seguente uscita:

$$K_p \cdot e(t) + K_i \cdot \int e(t)dt + K_d \cdot \frac{de(t)}{dt}$$

Dove $e(t)$ è un parametro di errore variabile nel tempo, dato dallo scostamento del valore desiderato di corrente (valore di setpoint I_{SETPOINT}) rispetto al valore reale di corrente che fluisce sulla linea di alimentazione 10 (identificato da I_R che, come detto, è un valor medio in un certo intervallo temporale dei valori di corrente reali istantanei). Dunque $e(t) = I_D = I_{\text{SETPOINT}} - I_R$.

Come si può notare dalla formula precedente, il controllore PID 52 fornisce un'uscita avente: un termine proporzionale, ottenuto moltiplicando il segnale d'errore $e(t)$ per la costante K_p ; un termine integrativo, proporzionale all'integrale nel tempo del segnale di errore $e(t)$ moltiplicato per la costante K_i ; e un termine derivativo. Come detto, le operazioni di un controllore PID sono ben note in letteratura, e sono qui riportate per maggior chiarezza.

Innanzitutto, fase S1 di figura 6, si definiscono i parametri $K_{i_m} = K_i \cdot \Delta t$ e $K_{d_m} = K_d / \Delta t$, dove Δt è un intervallo prefissato, ad esempio pari a 0.1 s. Le fasi di figura 6 non vengono eseguite ad ogni istante temporale, ma ad intervalli Δt . Si calcola anche il valor medio assunto nell'intervallo Δt dal segnale di corrente I_G , ottenendo

come già illustrato, il segnale di retroazione I_R .

Quindi, fase S2, il parametro di errore I_D viene calcolato come $I_{\text{SETPOINT}} - I_R$.

In seguito, fase S3, si esegue il calcolo del termine integrativo I_{TERM} come $I_{\text{TERM}} = I_{\text{TERM}} + K_{i_m} \cdot I_D$. In dettaglio, la fase S3 esegue l'operazione di integrazione secondo la seguente approssimazione:

$$I_{\text{TERM}} = K_i \cdot \int e(t) dt \approx \sum K_{i_n} e_n \Delta t + K_{i_{n-1}} e_{n-1} \Delta t + K_{i_{n-2}} e_{n-2} \Delta t + \dots = \\ \sum K_{i_m(n)} e_n + K_{i_m(n-1)} e_{n-1} + K_{i_m(n-2)} e_{n-2} + \dots$$

Quindi, fase S4, si valuta se il valore di I_{TERM} calcolato alla fase S3 supera il valore 255. In caso positivo (uscita SI), si passa alla fase S5, in cui il valore di I_{TERM} viene ridotto a 255 e si va quindi alla fase S8; in caso negativo (uscita NO), si passa alla fase S6. La presenza della fase S4 è determinata dal fatto che si è supposto che il modulatore PWM 54 accetti in ingresso segnali su 8 bit. Il valore 255 può essere variato nel caso si utilizzi un modulatore PWM 54 atto ad accettare in ingresso segnale su un numero maggiore o minore di bit.

Nella fase S6 si verifica se il valore di I_{TERM} calcolato alla fase S3 è inferiore a 0. In caso positivo (uscita SI), si passa alla fase S7, in cui I_{TERM} viene impostato al valore 0; viceversa, uscita NO, si passa alla fase S8.

Nella fase S8 si esegue il calcolo del termine derivativo $K_d \cdot de(t)/dt$ come:

$$K_d \cdot \frac{de(t)}{dt} \approx K_d \cdot \left(\frac{dI_{SETPOINT}}{dt} - \frac{dI_R}{dt} \right) = -K_d \frac{dI_R}{dt}$$

Si fa qui notare che la derivata nel tempo di $I_{SETPOINT}$ è nulla, in quanto, come detto, $I_{SETPOINT}$ è scelto di valore costante nel tempo.

L'operazione eseguita nella fase S8 è pertanto il calcolo di dI_R come $dI_R = I_R - I_{R_last}$, dove I_{R_last} è l'ultimo valore di I_R calcolato. Poiché, come illustrato in seguito, il metodo di figura 6 è iterativo, alla prima iterazione I_{R_last} è inizializzato a valore nullo.

Quindi, fase S9, l'uscita del controllore PID 52 è calcolata come:

$$S_{PID} = (K_p \cdot I_D) + I_{TERM} - K_{d_m} \cdot dI_R.$$

Quindi, fase S10, si verifica se il valore di S_{PID} è maggiore di 255; in caso positivo (uscita SI), si passa alla fase S11, in cui il valore di S_{PID} viene ridotto a 255 (come già detto, per poter essere rappresentato su 8 bit), e si passa alla fase S14.

In caso di uscita NO dalla fase S10 (il valore di S_{PID} è inferiore a 255), si verifica, fase S12, se il valore di S_{PID} è inferiore a 0; in caso positivo (uscita SI), si passa alla fase S13, in cui il valore di S_{PID} viene impostato pari

a 0, e si passa alla fase S14. L'uscita NO dalla fase S12 non altera il valore ottenuto per S_{PID} e si passa alla fase S14.

Nella fase S14 il valore della variabile I_{R_last} viene aggiornato, per l'iterazione successiva, al valore corrente, cioè $I_{R_last}=I_R$.

Si torna quindi alla fase S2 e il ciclo descritto riprende. Tra la fase S14 e la fase S2 è prevista una fase S15 di attesa, pari a Δt (ad esempio, come detto, pari a 0.1 s). Durante la fase S15 viene anche aggiornato il valor medio del segnale di corrente I_G in Δt , ottenendo un nuovo valore del segnale di retroazione I_R .

Ad ogni iterazione, il valore ottenuto per S_{PID} è un numero compreso tra 0 e 255 in cifre binarie (cioè rappresentato su 8 bit), e viene fornito in ingresso al modulatore PWM 54. Il modulatore PWM 54 genera sulla base del valore del segnale S_{PID} , come detto, un segnale V_{PWM} a onda quadra avente duty cycle variabile tra 0% e 100%. Il duty cycle di V_{PWM} varia tra 0% e 100% in modo lineare con la variazione di S_{PID} tra 0 e 255.

Le operazioni descritte con riferimento alle fasi S1-S14 sono tipicamente eseguite mediante un programma per elaboratore configurato a tale fine. Le operazioni eseguite durante le fasi S1-S14 sono fatte su un numero di bit maggiore di 8 bit, e quindi convertite su 8 bit dopo la

fase S14 prima dell'ingresso al modulatore PWM 54.

La figura 7a mostra variazioni del segnale di controllo V_{CTR} (i cui fronti di salita e discesa corrispondono ai rispettivi fronti del segnale a onda quadra V_{PWM}) che determina una variazione della tensione V_{DC_OUT} (figura 7b) e corrente I_{SEC} (figura 7c) di alimentazione del carico elettrico secondario 3, causate da corrispondenti variazioni dell'assorbimento di energia da parte del carico elettrico primario 5.

Con riferimento alla figura 7a, tra l'istante temporale t_0 e l'istante temporale t_1 , si suppone che il carico elettrico primario 5 sia acceso alla sua potenza nominale W_{L1} ed il carico elettrico secondario 3 sia alla sua potenza nominale W_{L2} . Il segnale di controllo V_{CTR} , nell'intervallo t_0-t_1 , ha valore alto "H" e l'interruttore controllato 12 è chiuso (cioè conduce corrente elettrica). Si suppone, per semplicità di descrizione, che $W_{L1}+W_{L2}=W_{TOT}$ (cioè tutta l'energia W_{TOT} fornita dalla linea di alimentazione 10 è utilizzata per l'alimentazione del carico elettrico secondario 3 e di quello primario 5).

Con riferimento alle figure 7b e 7c, la tensione di uscita V_{DC_OUT} e la rispettiva corrente di alimentazione del carico elettrico secondario I_{SEC} hanno valore massimo richiesto, rispettivamente V_{SEC_max} e I_{SEC_max} .

Si suppone che all'istante temporale t_1 il carico

elettrico primario 5 richieda un surplus di potenza per il suo funzionamento (ad esempio pari a $W_{L2}/2$) portandosi ad un livello $W_{L1}'=W_{L1}+W_{L2}/2$. La richiesta di alimentazione del carico elettrico primario 5 è rilevata dal circuito di regolazione 50 tramite il sensore di corrente 8 (qui si ipotizza che la tensione sia costante ma nell'ipotesi di sistema a tensione variabile si può inserire anche un sensore di tensione nella stessa posizione e regolare in potenza). Il circuito di regolazione 50, di conseguenza, comanda il dispositivo di alimentazione 2 in modo tale da alimentare il carico elettrico primario 5 per garantire il corretto funzionamento di quest'ultimo, ovviamente a scapito del funzionamento del carico elettrico secondario 3. Pertanto, all'istante temporale t_1 il segnale di controllo V_{CTR} assume un andamento a onda quadra con duty cycle pari al 50%. In questo modo, una potenza pari a $W_{L1}+W_{L2}/2$ viene utilizzata dal carico elettrico primario 5, e una potenza pari a $W_{L2}/2$ viene utilizzata dal carico elettrico secondario 3. All'istante temporale t_1 , infatti, la tensione V_{DC_OUT} e la corrente I_{SEC} assumono un valore medio pari a, rispettivamente, $V_{DC_OUT}/2$ e $I_{SEC}/2$.

È evidente che il passaggio tra duty cycle=100% e duty cycle=50% del segnale di controllo V_{CTR} non avviene istantaneamente come mostrato esemplificativamente in figura 7a, ma dopo un periodo di transitorio che dipende

dal tipo di controllore PID 52 utilizzato. Tale transitorio non è mostrato in figura 7a per ragioni di maggior chiarezza della figura stessa.

Dalle figure 7a-7c, si nota come una eventuale richiesta di sovralimentazione del carico elettrico primario 5 causa un aumento della corrente che fluisce sulla linea di alimentazione 10, che viene rilevata dal circuito di regolazione 50 tramite il sensore di corrente 8. Al fine di dare priorità all'alimentazione del carico elettrico primario 5, il circuito di regolazione 50 controlla il dispositivo di alimentazione 2, tramite l'amplificatore di livello 6, in modo tale da ridurre il valore di potenza fornita al carico elettrico secondario 3, così da garantire una tensione sulla linea di alimentazione 10 sufficiente ad alimentare il carico elettrico primario 5 senza interruzioni di servizio di quest'ultimo e, allo stesso tempo, mantenendo il valore di corrente I_{TOT} entro i limiti di sicurezza.

Le figure 7b e 7c mostrano i valori medi assunti dalla tensione V_{DC_OUT} e dalla corrente I_{SEC} durante il periodo in cui il segnale di controllo V_{CTR} ha duty cycle dimezzato.

All'istante temporale t_2 si suppone che il carico elettrico primario 5 ritorni al suo stato normale, utilizzando la potenza W_{L1} . In tale istante temporale, pertanto, l'aliquota di potenza $W_{L2}/2$ torna nuovamente

completamente disponibile per l'alimentazione del carico elettrico secondario 3. Tale variazione viene rilevata dal circuito di regolazione 50 tramite il sensore di corrente 8 che, di conseguenza, comanda nuovamente l'interruttore controllato 12 con duty cycle del 100%.

Le figure 8a-8c mostrano una situazione operativa leggermente differente da quella mostrata nelle figure 7a-7c e in cui, ad un istante temporale t_{1a} , compreso tra t_1 e t_2 , il carico elettrico primario 5 richiede una alimentazione minore di quella richiesta all'istante temporale t_1 . Ad esempio, il carico elettrico primario 5 richiede il 20% dell'energia totale disponibile sulla linea di alimentazione 10 (cioè il 20% di W_{TOT}). L'interruttore controllato 12 è dunque controllato mediante il segnale di controllo V_{CTR} in modo tale da aumentare l'alimentazione fornita al carico elettrico secondario 3. Il duty cycle del segnale di controllo V_{CTR} passa pertanto da 50% a 80%. La tensione V_{DC_OUT} e la corrente I_{SEC} (mostrati anche nelle figure 8b e 8c nei loro valori medi) aumentano di conseguenza. All'istante temporale t_2 , il carico elettrico primario 5 assorbe la sua potenza nominale W_{L1} e si ritorna ad una condizione di alimentazione del carico elettrico secondario 3 nominale (duty cycle di V_{CTR} pari al 100%).

Le figure 9a-9c mostrano una situazione operativa opposta a quella delle figure 8a-8c, in cui all'istante

temporale t_{1a} il carico elettrico primario 5 richiede tutta l'energia totale disponibile sulla linea di alimentazione 10 (cioè il 100% di V_{TOT}). L'interruttore controllato 12 è, in questo caso, mantenuto spento (duty cycle del segnale di controllo V_{CTR} pari a 0%). Di conseguenza, il carico elettrico secondario 3 non viene alimentato (tensione V_{DC_OUT} e corrente I_{SEC} nulle). All'istante temporale t_2 , il carico elettrico primario 5 ritorna in condizioni nominali e il carico elettrico secondario 3 nuovamente acceso (il duty cycle del segnale di controllo V_{CTR} assume un valore pari al 100%). Anche in queste figure, per maggior chiarezza, non vengono mostrati i periodi di transitorio del duty cycle del segnale di controllo V_{CTR} agli istanti t_1 , t_{1a} e t_2 , in cui il duty cycle del segnale di controllo V_{CTR} aumenta/diminuisce in modo graduale, dipendente dal controllore PID 52 utilizzato.

La figura 10 mostra un sistema di gestione automatica della potenza 100 atto ad alimentare una pluralità di carichi elettrici secondari 102. Il sistema di gestione automatica della potenza 100 è analogo al sistema di gestione 1 (elementi comuni non sono ulteriormente descritti), e opera come già descritto con riferimento al sistema di gestione 1 (si vedano ad esempio le figure 1-6 e la relativa descrizione). Il sistema di gestione automatica della potenza 100 comprende una pluralità di dispositivi di

alimentazione 2 del tipo precedentemente descritto, in cui ciascuno di essi è collegato ad un rispettivo carico elettrico secondario 102, per gestirne l'alimentazione in modo analogo a quanto descritto con riferimento alla figura 1. Inoltre, ciascun dispositivo di alimentazione 2 è collegato ad una rispettiva scheda integrata 50 (che ne gestisce il funzionamento ON/OFF come già descritto) tramite un rispettivo amplificatore di livello 6.

L'insieme di scheda integrata 50, amplificatore di livello 6, e dispositivo di alimentazione 2 collegati tra loro e ad un rispettivo carico elettrico secondario 102 forma un blocco di gestione 104 del carico elettrico secondario.

Uno tra i blocchi di gestione 104 è detto "master", ed è direttamente collegato al sensore di corrente 8 per ricevere da esso un segnale (es., di tensione) proporzionale alla corrente che fluisce sulla linea di alimentazione 10. I restanti blocchi di gestione 104 sono detti "slave", e sono collegati al blocco di gestione 104 master per ricevere tramite esso il segnale di setpoint I_{SETPOINT} .

Il blocco di gestione 104 master comprende inoltre la memoria 53 contenente il valore del segnale di setpoint I_{SETPOINT} . Nel blocco di gestione 104 master vengono inoltre impostate le priorità di alimentazione di tutti i carichi

elettrici secondari 102, sulla base dell'importanza di un carico elettrico secondario 102 rispetto ad un altro (l'importanza è ad esempio determinata sulla base della necessità o meno del funzionamento di tale carico elettrico secondario 102 per la sopravvivenza del velivolo).

Collegati alla linea di alimentazione 10 sono inoltre presenti uno o più carichi elettrici primari 105. I carichi elettrici primari 105 sono collegati direttamente alla linea di alimentazione 10, o tramite una opportuna interfaccia (ad esempio un convertitore DC-DC).

Si fa qui un esempio per illustrare la gestione dell'alimentazione della pluralità di carichi secondari 102. Con riferimento alla figura 10, ciascun carico elettrico secondario 102 è identificato con una lettera A, B, C, ..., Z. La priorità di ciascun carico elettrico secondario è, ad esempio, A=2, B=3, C=1, ..., Z=0 (con 0 priorità minima e 3 priorità massima). Quando il carico elettrico primario 105 richiede un surplus di potenza, viene ridotta innanzitutto l'alimentazione fornita al carico elettrico secondario 102 avente priorità più bassa, in questo esempio il carico "Z" (priorità 0). Questo comando è impartito dal blocco di gestione 104 master al rispettivo blocco di gestione 104 slave collegato al carico elettrico secondario 102 "Z".

Se la riduzione dell'alimentazione del carico

elettrico secondario 102 "Z" non fosse sufficiente a garantire l'alimentazione richiesta dal carico elettrico primario 105, allora viene diminuita la potenza del carico elettrico secondario 102 avente priorità immediatamente superiore, in questo caso il carico "C" (priorità 1). Se questo non fosse ancora sufficiente, allora viene diminuita l'alimentazione del carico elettrico secondario 102 avente priorità immediatamente superiore a quella del carico "C", in questo esempio il carico "A", e così via.

Il blocco di gestione 104 master ha la funzione di comandare i blocchi di gestione 104 slave in modo tale da eseguire la diminuzione della potenza assorbita dai carichi elettrici secondari 102 ad essi collegati (o lo sgancio totale dei carichi elettrici secondari 102).

La scheda integrata 50 viene programmata, nei blocchi di gestione 104 slave, solo per generare il segnale PWM sulla base del comando ricevuto dal blocco di gestione 104 master. È possibile prevedere un protocollo di comunicazione dedicato tra le schede integrate 50 (qui non descritto in quanto non oggetto della presente invenzione).

La figura 11 mostra un velivolo 200 comprendente il sistema di gestione automatica della potenza 1 o 100 (per gestire l'alimentazione di uno o più carichi primari e di uno o più carichi secondari).

Da un esame delle caratteristiche del trovato

realizzato secondo la presente invenzione sono evidenti i vantaggi che essa consente di ottenere.

Il sistema di gestione automatica della potenza 1 o 100 rende possibile una gestione del carico totale a livello locale (cioè per ciascun singolo carico), al contrario della gestione tradizionale che avviene a livello centrale (è cioè richiesta la predisposizione di una pluralità di generatori di alimentazione dedicati). La presente invenzione consente il trasferimento temporaneo di potenza da carichi non essenziali verso carichi primari, essenziali per le funzioni che svolgono, in modo dinamico. Secondo la presente invenzione non è più necessario dimensionare i generatori in modo tale che essi siano in grado di supportare per periodi di tempo più o meno lunghi eventuali sovra-erogazioni di corrente rispetto al valore nominale (ad esempio sovraccarichi del 150% per 5 minuti o del 200% per 5 secondi, come gli standard aeronautici prevedono). È possibile invece dimensionare i generatori in base al carico nominale o al carico medio di utilizzo previsto, eliminando senza prevedere particolari requisiti di sovraccarico o sovra-erogazione rispetto alla capacità nominale. Da questo derivano una serie di vantaggi, a parità di prestazioni generali: diminuzione delle dimensioni fisiche dei generatori e quindi degli spazi occupati, dimensionamento della rete di distribuzione

(cavi, contattori, fusibili, etc.) su correnti più basse, conseguente riduzione dei pesi a bordo, e quindi a parità di prestazione generale riduzione dei costi del sistema.

Inoltre, il sistema secondo la presente invenzione ha il vantaggio di essere programmabile nelle sue funzionalità, consentendo una grande flessibilità nel suo utilizzo; infatti nel caso in cui i carichi elettrici di bordo vengono modificati comportando un incremento o decremento della potenza nominale del carico, eventualità che spesso si presenta allorquando avvengono degli aggiornamenti del velivolo, "retrofit", progettazione di una serie nuova, ecc., il comportamento del sistema di gestione 1 o 100, può essere aggiornato via software (sostanzialmente aggiornando il valore di corrente di setpoint I_{SETPOINT}) non rendendo necessaria la sostituzione hardware di alcun componente, come sarebbe invece necessario nei sistemi tradizionali di tipo noto.

Risulta infine chiaro che a quanto qui descritto ed illustrato possono essere apportate modifiche e varianti senza per questo uscire dall'ambito di protezione della presente invenzione, come definito nelle rivendicazioni allegate.

Ad esempio, il controllore PID (52), di tipo Proporzionale-Integrale-Derivativo, può essere sostituito da un controllore configurato per eseguire la sola azione

proporzionale. Un controllore proporzionale è in grado di stabilizzare processi instabili, tuttavia, non è possibile garantire che il segnale d'errore $e(t)$ converga a zero.

Alternativamente, è possibile utilizzare un controllore configurato per eseguire le sole azioni proporzionale e integrativa (controllore Proporzionale-Integrale, o PI).

Un controllore PI ha memoria dei valori passati del segnale d'errore $e(t)$; in particolare, il valore dell'azione integrale non è necessariamente nullo se è nullo il segnale d'errore. Questa proprietà dà al controllore PI la capacità di portare il processo esattamente al punto di riferimento richiesto, dove la sola azione proporzionale risulterebbe nulla. La parte integrativa somma nel tempo gli errori volta per volta; questo riporta nel lungo periodo la variabile di uscita ai valori desiderati del segnale di setpoint. Purtroppo questo non impedisce una oscillazione una volta raggiunto il valore desiderato.

L'azione derivativa compensa le oscillazioni senza attendere che l'errore diventi significativo (azione proporzionale) o che persista per un certo tempo (azione integrale). L'azione derivativa può essere omessa nel caso in cui non si desideri un controllore troppo sensibile. Infatti, un controllore PID con azione derivativa potrebbe

subire, ad esempio, una brusca variazione nel momento in cui il riferimento venisse cambiato quasi istantaneamente da un valore a un altro, risultando in una derivata di $e(t)$ di valore molto elevata (idealmente tendente a infinito).

Alternativamente all'uso del controllore PID 52, è possibile configurare la scheda integrata 4 in modo tale da eseguire altri algoritmi di controllo e stabilizzazione di un sistema dinamico, ad esempio algoritmi di controllo basati sulla teoria del controllo ottimo e del controllo robusto, noti in letteratura.

Inoltre, pur essendo la presente invenzione descritta con particolare riferimento al settore avionico, il sistema di gestione 1 è utilizzabile in altri settori della tecnica, in particolare ogni qual volta sia necessario gestire l'alimentazione elettrica di una pluralità di carichi elettrici in modo selettivo dovendo rispettare particolari requisiti di riduzione di ingombro e peso.

RIVENDICAZIONI

1. Sistema di alimentazione elettrica (1) di un carico elettrico primario (5) e di un carico elettrico secondario (3), comprendente:

- una linea di alimentazione (10), atta a trasportare un segnale principale di alimentazione ("main electric power supply signal") (W_{TOT}), detto carico elettrico primario (5) essendo collegato alla linea di alimentazione (10) per assorbire una prima potenza elettrica e detto carico elettrico secondario (3) essendo collegato alla linea di alimentazione (10) per assorbire una seconda potenza elettrica;

- un interruttore controllato (2, 12) avente un primo terminale di conduzione (12a) collegato alla linea di alimentazione (10), un secondo terminale di conduzione (12b) collegato al carico elettrico secondario (3), e un terminale di controllo (12c) atto a ricevere un segnale di controllo (V_{CTR} ; V_{C_TRIG}) che assume alternativamente un primo valore di controllo tale da chiudere l'interruttore controllato accoppiando il carico elettrico secondario (3) alla linea di alimentazione (10), ed un secondo valore di controllo tale da aprire l'interruttore controllato disaccoppiando il carico elettrico secondario (3) dalla linea di alimentazione (10), il segnale di controllo (V_{CTR} ; V_{C_TRIG}) avendo un duty cycle compreso tra 0% e 100%;

- un sensore di corrente (8), collegato alla linea di alimentazione (10), configurato per acquisire un segnale di corrente principale (I_{TOT}) associato al segnale principale di alimentazione (W_{TOT}) e generare una grandezza ("quantity") intermedia (I_G) indicativa del segnale di corrente principale (I_{TOT});

- un microcontrollore (50), collegato al sensore di corrente (8) per ricevere detta grandezza intermedia (I_G), e al terminale di controllo (12c) dell'interruttore controllato (2, 12), configurato per fornire al terminale di controllo (12c) il segnale di controllo (V_{CTR} ; V_{C_TRIG}) e per:

a) generare un valor medio (I_R) che la grandezza intermedia (I_G) assume in un intervallo temporale (Δt);

b) rilevare uno scostamento ("deviation") del valor medio (I_R) della grandezza intermedia (I_G) rispetto ad una soglia; e

c) in presenza di detto scostamento, variare il valore di duty cycle del segnale di controllo (V_{CTR} ; V_{C_TRIG}) variando così il valore di detta seconda potenza elettrica assorbita dal carico elettrico secondario (3).

2. Sistema secondo la rivendicazione 1, in cui rilevare uno scostamento comprende rilevare se il valor medio (I_R) della grandezza intermedia (I_G) è superiore a detta soglia, il microcontrollore (50) essendo inoltre

configurato per ridurre il valore di duty cycle del segnale di controllo (V_{CTR} ; V_{C_TRIG}) fintantoché detto valor medio della grandezza intermedia (I_G) assume un valore circa uguale alla soglia.

3. Sistema secondo la rivendicazione 1 o 2, in cui rilevare uno scostamento comprende inoltre rilevare se il valor medio (I_R) della grandezza intermedia (I_G) è inferiore a detta soglia, il microcontrollore (50) essendo inoltre configurato per aumentare il valore di duty cycle del segnale di controllo (V_{CTR} ; V_{C_TRIG}) fintantoché detto valor medio della grandezza intermedia (I_G) assume un valore circa uguale alla soglia.

4. Sistema secondo una qualsiasi delle rivendicazioni precedenti, in cui generare un valor medio della grandezza intermedia (I_G) comprende campionare detta grandezza intermedia (I_G) ed eseguire una operazione di media aritmetica sul valore dei campioni della grandezza intermedia (I_G).

5. Sistema secondo una qualsiasi delle rivendicazioni 1-3, in cui generare un valor medio della grandezza intermedia (I_G) comprende eseguire una operazione di integrazione della grandezza intermedia (I_G) su un periodo (t_A-t_B) predeterminato.

6. Sistema secondo una qualsiasi delle rivendicazioni precedenti, in cui detta soglia è preimpostata ad un valore

massimo di corrente elettrica sostenibile da detta linea di alimentazione (10).

7. Sistema secondo una qualsiasi delle rivendicazioni precedenti, in cui il microcontrollore (50) comprende un controllore (52) configurato per:

- ricevere in ingresso detta grandezza intermedia (I_G) e un segnale di riferimento ($I_{SETPOINT}$) definente il valore di detta soglia;

- eseguire una operazione di sottrazione tra il valore di soglia e il valor medio della grandezza intermedia (I_G) ottenendo un segnale di errore (I_D);

- variare il valore di duty cycle del segnale di controllo (V_{CTR} ; V_{C_TRIG}) sulla base del valore di detto segnale di errore (I_D).

8. Sistema secondo la rivendicazione 7, in cui detto controllore (52) è un controllore Proporzionale-Integrale-Derivativo.

9. Sistema secondo una qualsiasi delle rivendicazioni precedenti, in cui detto interruttore controllato (2, 12) comprende un transistor o una pluralità di transistori collegati in parallelo tra loro.

10. Sistema secondo una qualsiasi delle rivendicazioni precedenti, comprendente inoltre un amplificatore di livello (6) collegato tra il microcontrollore (50) e il terminale di controllo (12c) dell'interruttore controllato

(2, 12), configurato per adattare il valore del segnale di controllo (V_{CTR} ; V_{C_TRIG}) ai valori accettati in ingresso dal terminale di controllo (12c) dell'interruttore controllato (2, 12).

11. Sistema secondo una qualsiasi delle rivendicazioni precedenti, comprendente inoltre una scheda di optoisolamento (13) collegata tra il microcontrollore (50) e il terminale di controllo (12c) dell'interruttore controllato (2, 12) e atta a formare una interfaccia di isolamento elettrico tra il microcontrollore (50) e l'interruttore controllato (2, 12), la scheda di optoisolamento (13) ricevendo in ingresso un segnale di controllo intermedio (V_{CTR}) e generando in uscita un segnale elettrico otticamente isolato (V_{C_OPT}) correlato al segnale di controllo intermedio (V_{CTR}), detto segnale di controllo (V_{C_TRIG}) essendo correlato al segnale elettrico otticamente isolato (V_{C_OPT}).

12. Sistema secondo la rivendicazione 11, comprendente inoltre un trigger di Schmitt (14), collegato tra la scheda di optoisolamento (13) e il terminale di controllo (12c) dell'interruttore controllato (2, 12), e configurato per ricevere in ingresso il segnale elettrico otticamente isolato (V_{C_OPT}) e generare in uscita il segnale di controllo (V_{C_TRIG}) avente fronti di salita e di discesa più

ripidi rispetto ai rispettivi fronti di salita e di discesa del segnale elettrico otticamente isolato (V_{C_OPT}).

13. Sistema secondo una qualsiasi delle rivendicazioni precedenti, comprendente inoltre:

- un termostato (16), disposto in modo tale da rilevare una temperatura correlata alla temperatura di funzionamento dell'interruttore controllato (2, 12); e/o

- un derivatore di corrente (22), atto a fornire una misura della corrente che scorre attraverso l'interruttore controllato (2, 12),

detto sistema comprendendo inoltre un circuito di allarme (30), collegato al derivatore di corrente (22) per ricevere detta misura della corrente che scorre attraverso l'interruttore controllato (2, 12) e/o al termostato (16) per ricevere detta temperatura correlata alla temperatura di funzionamento dell'interruttore controllato (2, 12), il circuito di allarme (30) essendo configurato per generare un segnale di allarme nel caso in cui detta misura della corrente che scorre attraverso l'interruttore controllato (2, 12) e/o detta temperatura correlata alla temperatura di funzionamento dell'interruttore controllato (2, 12) superino un rispettivo valore predeterminato.

14. Sistema secondo una qualsiasi delle rivendicazioni precedenti, in cui detto interruttore controllato (2, 12) è alloggiato all'interno di un package (40), comprendente

inoltre un dissipatore di calore (42) disposto in contatto con una superficie esterna del package (40) per raffreddare il package (40) durante il suo funzionamento.

15. Velivolo, comprendente un sistema di alimentazione elettrica (1) secondo una qualsiasi delle rivendicazioni 1-14.

16. Metodo di alimentazione elettrica di un carico elettrico primario (5) e di un carico elettrico secondario (3), comprendente:

- alimentare ("supply") un segnale principale di alimentazione ("main electric power supply signal") (W_{TOT}) su una linea di alimentazione (10), detto carico elettrico primario (5) essendo collegato alla linea di alimentazione (10) per assorbire una prima potenza elettrica e detto carico elettrico secondario (3) essendo collegato alla linea di alimentazione (10) per assorbire una seconda potenza elettrica;

- alimentare un segnale di controllo (V_{CTR} ; V_{C_TRIG}) a un terminale di controllo (12c) di un interruttore controllato (2, 12) avente un primo terminale di conduzione (12a) collegato alla linea di alimentazione (10), un secondo terminale di conduzione (12b) collegato al carico elettrico secondario (3), il segnale di controllo (V_{CTR} ; V_{C_TRIG}) assumendo alternativamente un primo valore di controllo tale da chiudere l'interruttore controllato accoppiando il

carico elettrico secondario (3) alla linea di alimentazione (10), ed un secondo valore di controllo tale da aprire l'interruttore controllato disaccoppiando il carico elettrico secondario (3) dalla linea di alimentazione (10), il segnale di controllo (V_{CTR} ; V_{C_TRIG}) avendo un valore di duty cycle compreso tra 0% e 100%;

- acquisire un segnale di corrente principale (I_{TOT}) associato al segnale principale di alimentazione (W_{TOT}) e generare una grandezza ("quantity") intermedia (I_G) indicativa del segnale di corrente principale (I_{TOT});

- generare un valor medio (I_R) della grandezza intermedia (I_G) in un intervallo temporale (Δt);

- rilevare uno scostamento ("deviation") del valor medio (I_R) della grandezza intermedia (I_G) rispetto ad una soglia; e

- in presenza di detto scostamento, variare il valore di duty cycle del segnale di controllo (V_{CTR} ; V_{C_TRIG}) variando così il valore di detta seconda potenza elettrica assorbita dal carico elettrico secondario (3).

17. Metodo secondo la rivendicazione 16, in cui rilevare uno scostamento comprende rilevare il superamento della soglia da parte del valor medio (I_R) della grandezza intermedia (I_G), il metodo comprendendo inoltre ridurre il valore di duty cycle del segnale di controllo (V_{CTR} ; V_{C_TRIG})

fintantoché detto valor medio della grandezza intermedia (I_G) assume un valore circa uguale alla soglia.

18. Metodo secondo la rivendicazione 16 o 17, in cui rilevare uno scostamento comprende inoltre rilevare se valor medio (I_R) della grandezza intermedia (I_G) è inferiore a detta soglia, il metodo comprendendo inoltre aumentare il valore di duty cycle del segnale di controllo (V_{CTR} ; V_{C_TRIG}) fintantoché detto valor medio della grandezza intermedia (I_G) assume un valore circa uguale alla soglia.

19. Metodo secondo una qualsiasi delle rivendicazioni 16-18, in cui la fase di variare il valore di duty cycle del segnale di controllo (V_{CTR} ; V_{C_TRIG}) comprende variare detto valore di duty cycle fintantoché il valor medio (I_R) della grandezza intermedia (I_G) assume un valore pari o inferiore alla soglia.

20. Metodo secondo una qualsiasi delle rivendicazioni 16-19, in cui generare un valor medio della grandezza intermedia (I_G) comprende campionare la grandezza intermedia (I_G) ed eseguire una operazione di media aritmetica sul valore dei campioni della grandezza intermedia (I_G).

21. Metodo secondo una qualsiasi delle rivendicazioni 16-19, in cui generare un valor medio della grandezza intermedia (I_G) comprende eseguire una operazione di

integrazione della grandezza intermedia (I_G) su un periodo (t_A-t_B) predeterminato.

22. Metodo secondo una qualsiasi delle rivendicazioni 16-21, in cui detta soglia è preimpostata ad un valore massimo di corrente elettrica sostenibile da detta linea di alimentazione (10).

23. Metodo secondo una qualsiasi delle rivendicazioni 16-22, comprendente inoltre le fasi di:

- sottrarre il valor medio della grandezza intermedia (I_G) al valore di soglia, ottenendo un segnale di errore (I_D);

- variare il valore di duty cycle del segnale di controllo (V_{CTR} ; V_{C_TRIG}) sulla base del valore di detto segnale di errore (I_D).

24. Metodo secondo la rivendicazione 23, in cui la fase di variare il valore di duty cycle è eseguita mediante un controllo di tipo Proporzionale-Integrale-Derivativo.

p.i.: ALENIA AERONAUTICA S.P.A.

Simone BONGIOVANNI

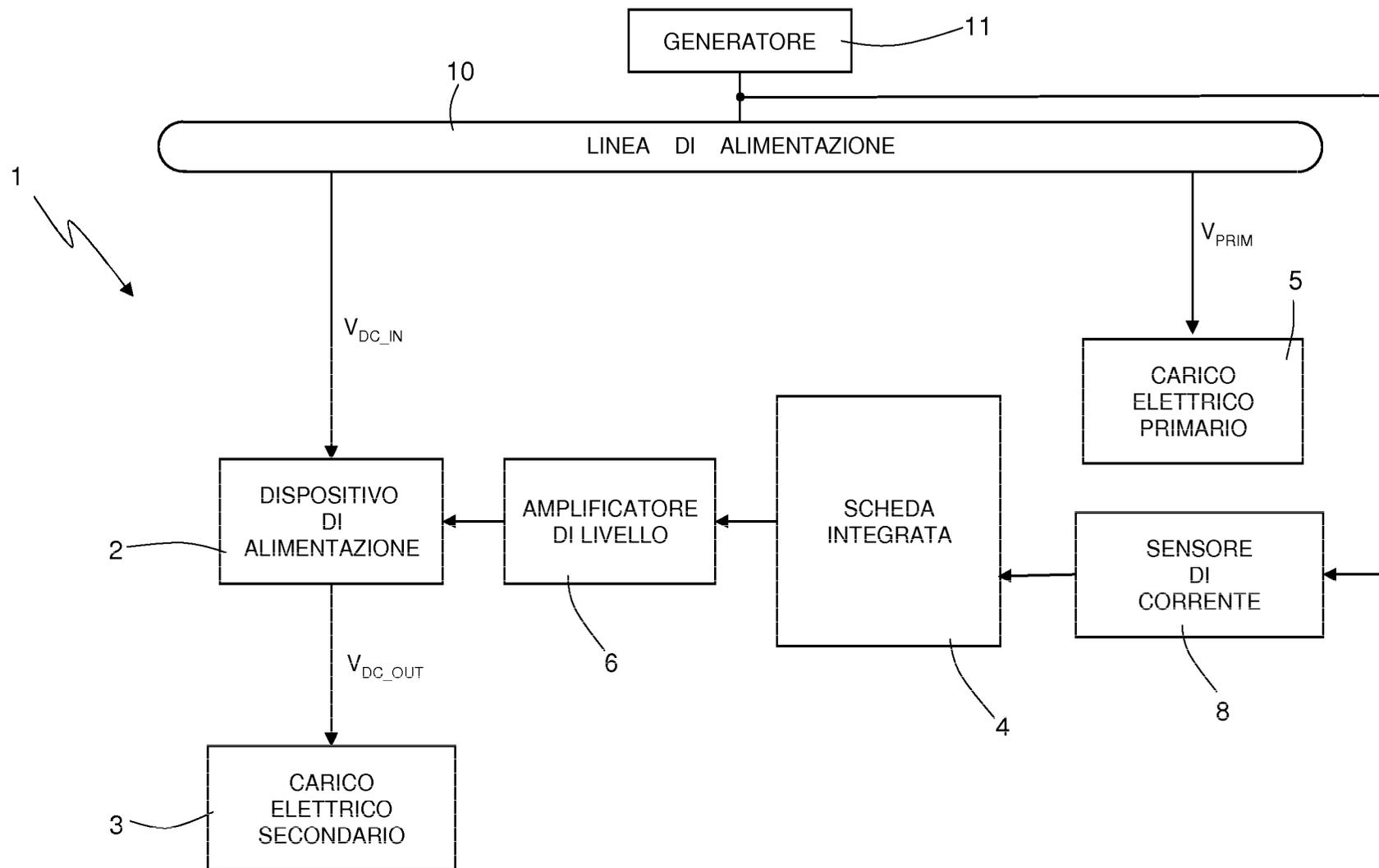


Fig. 1

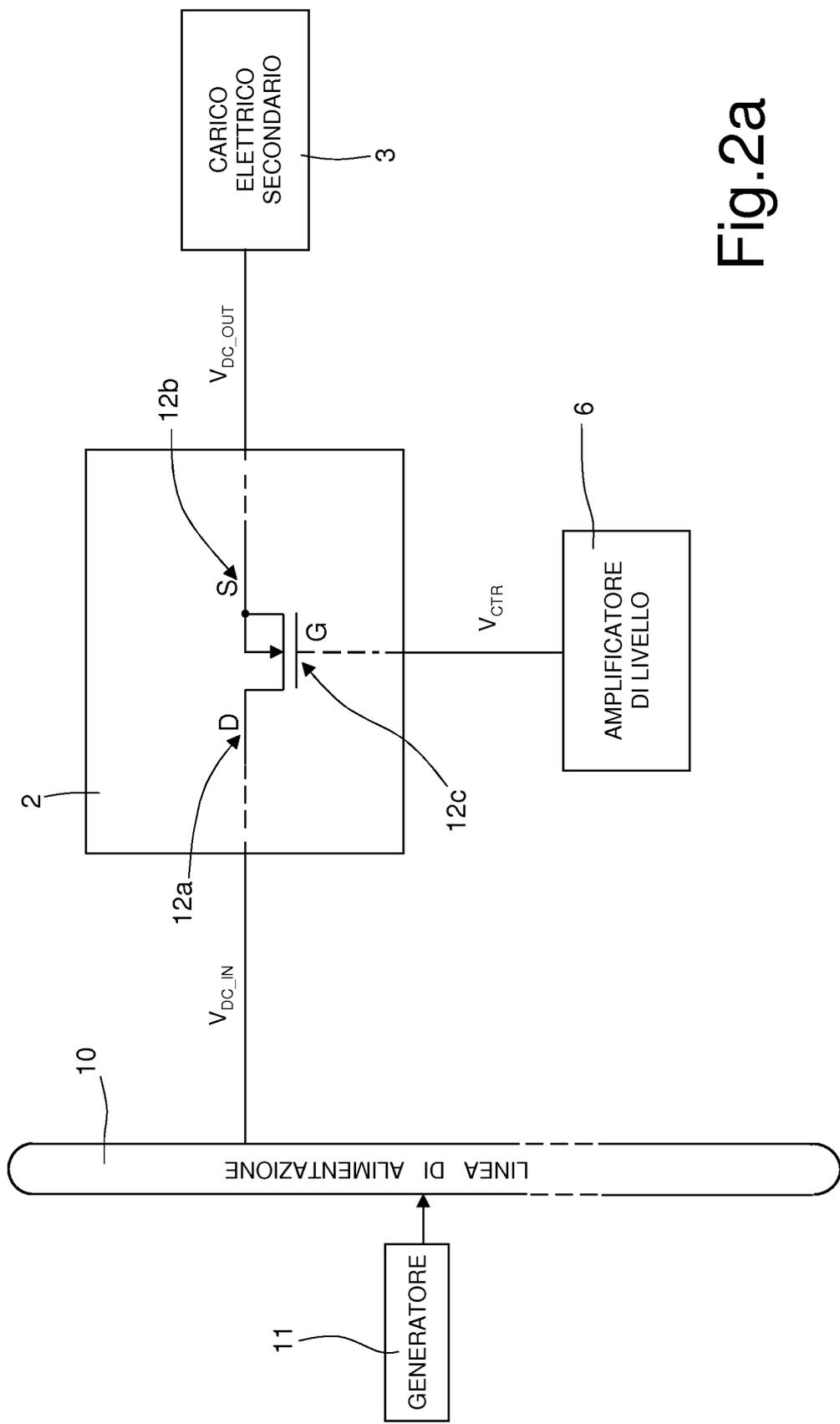


Fig.2a

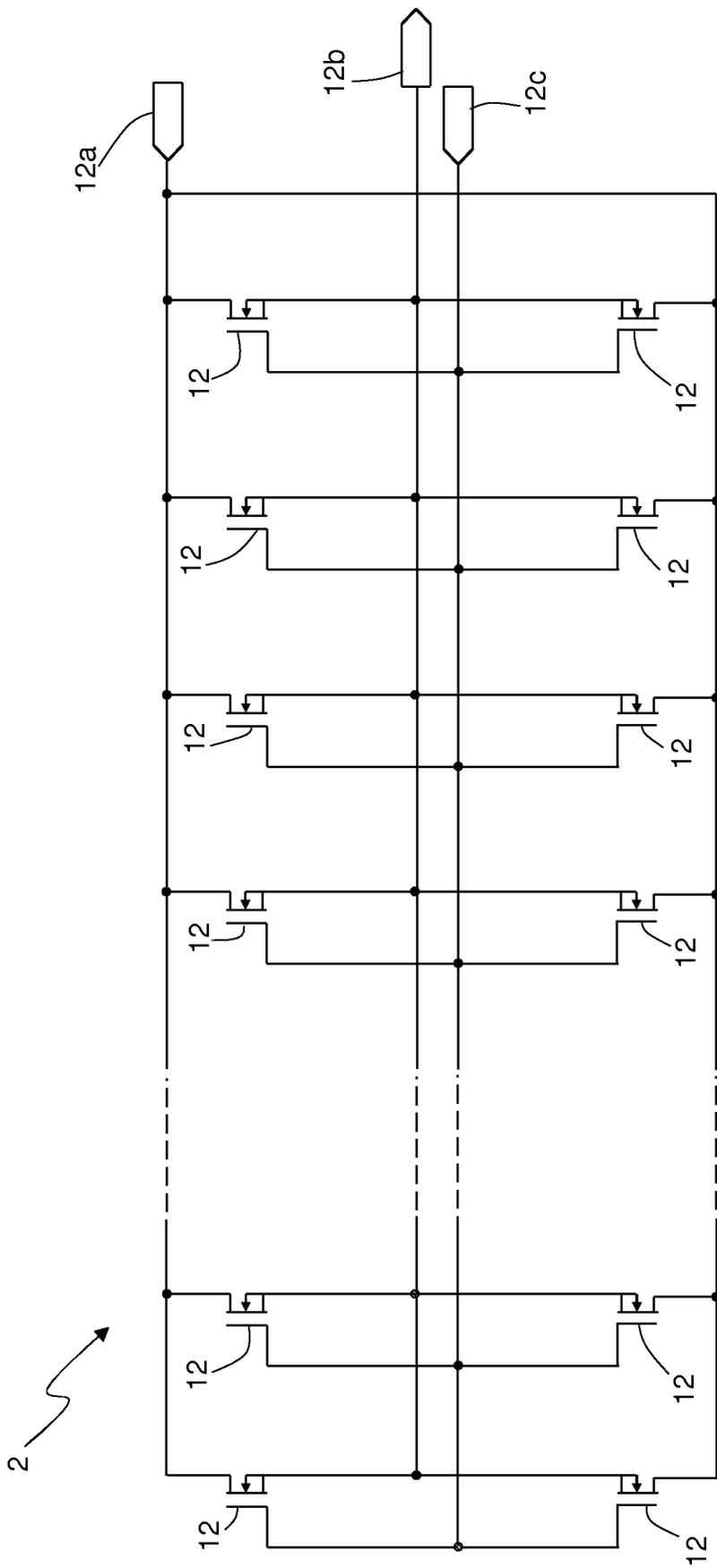


Fig.2b

p.i.: ALENIA AERONAUTICA S.P.A.

Simone BONGIOVANNI
(Iscrizione Albo nr. 615/BM)

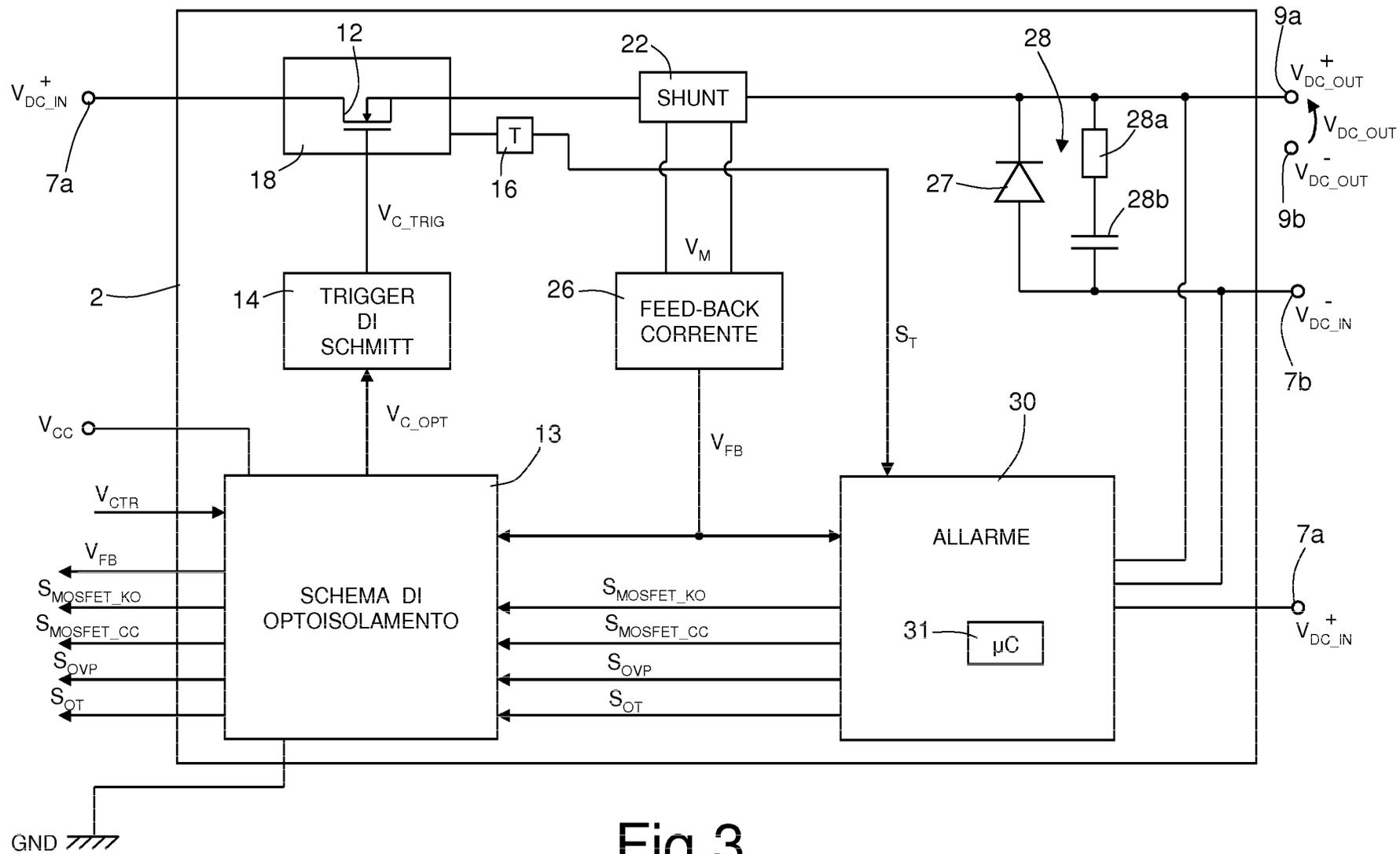


Fig.3

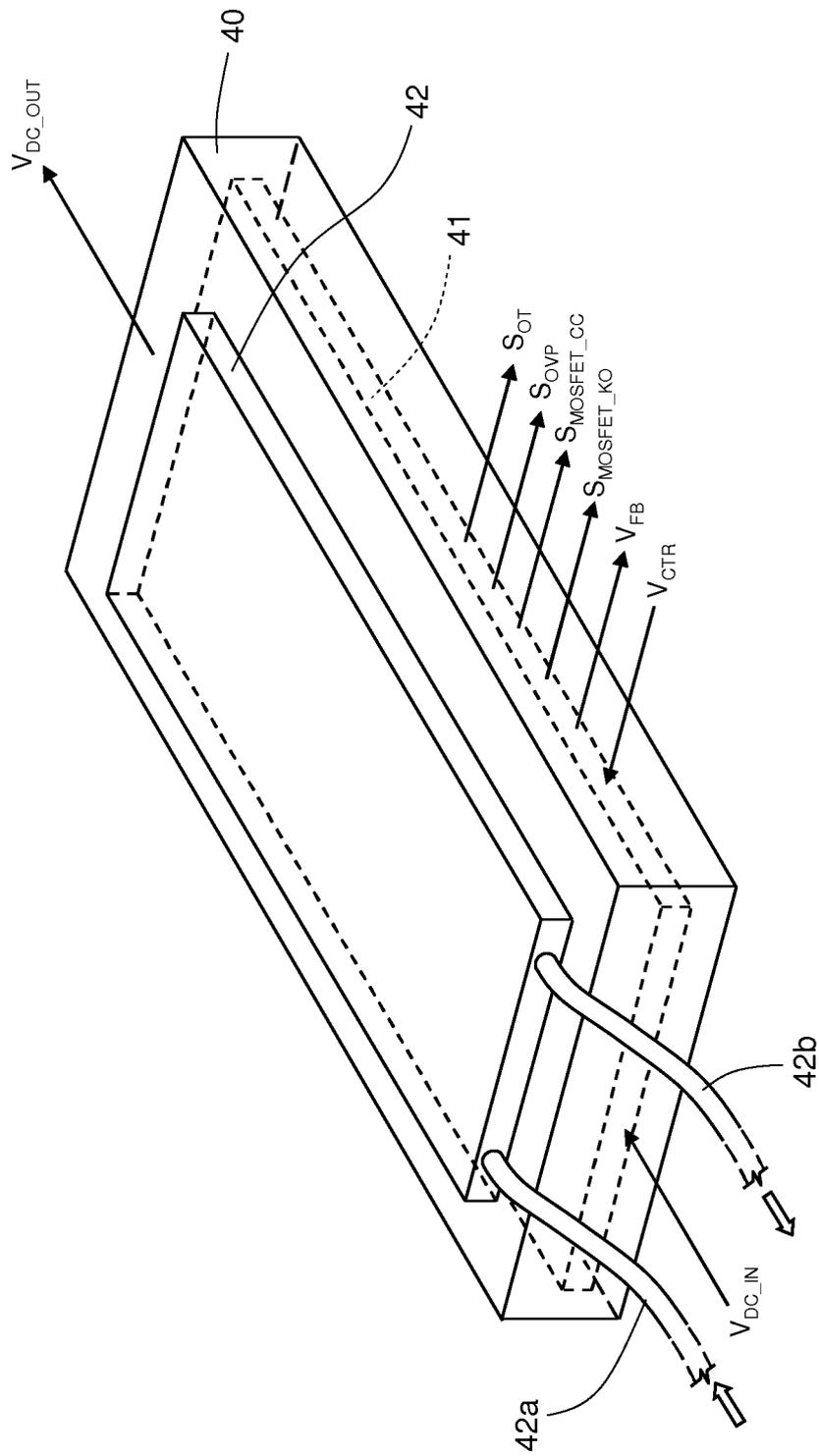


Fig.4

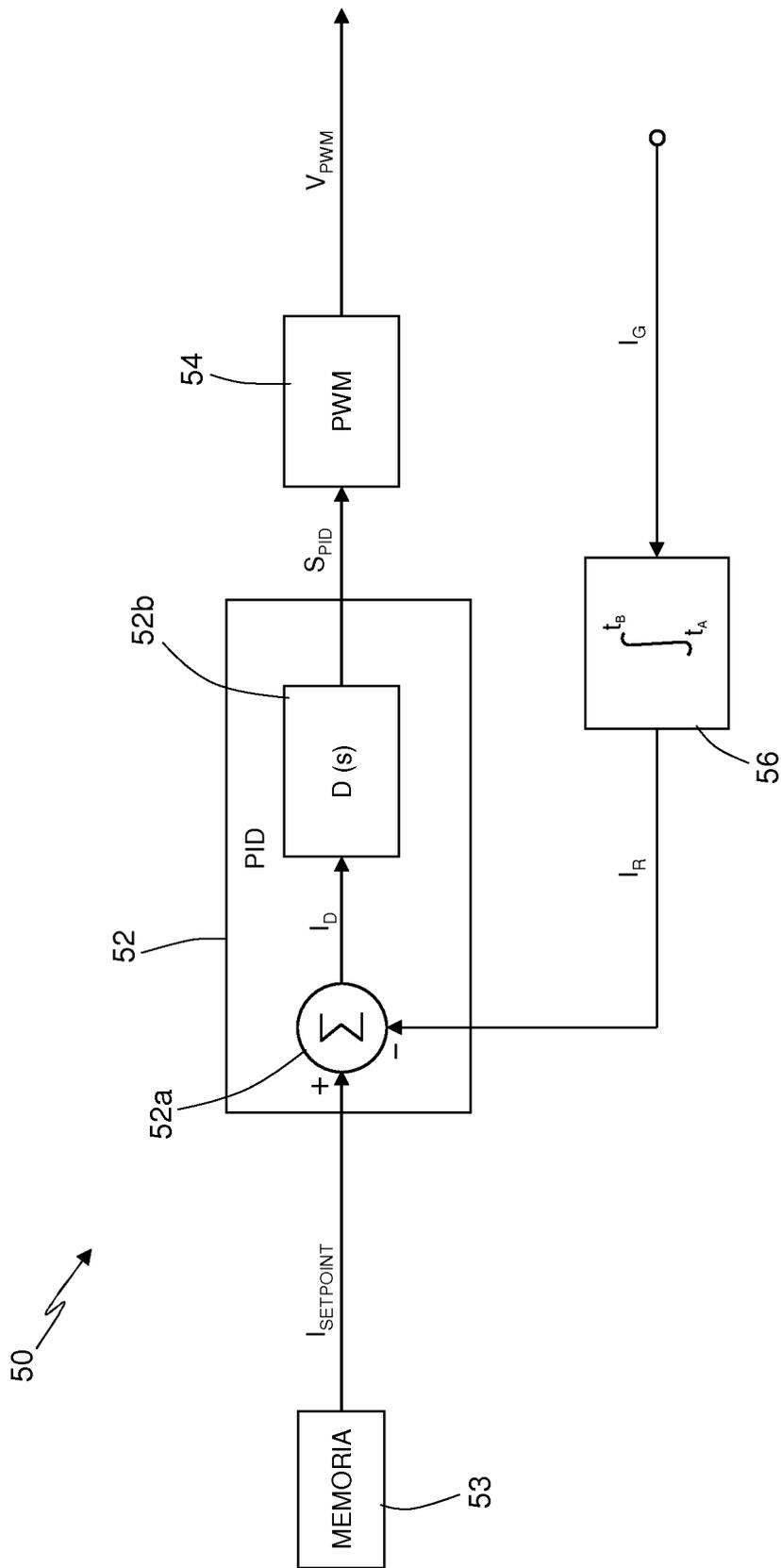


Fig.5

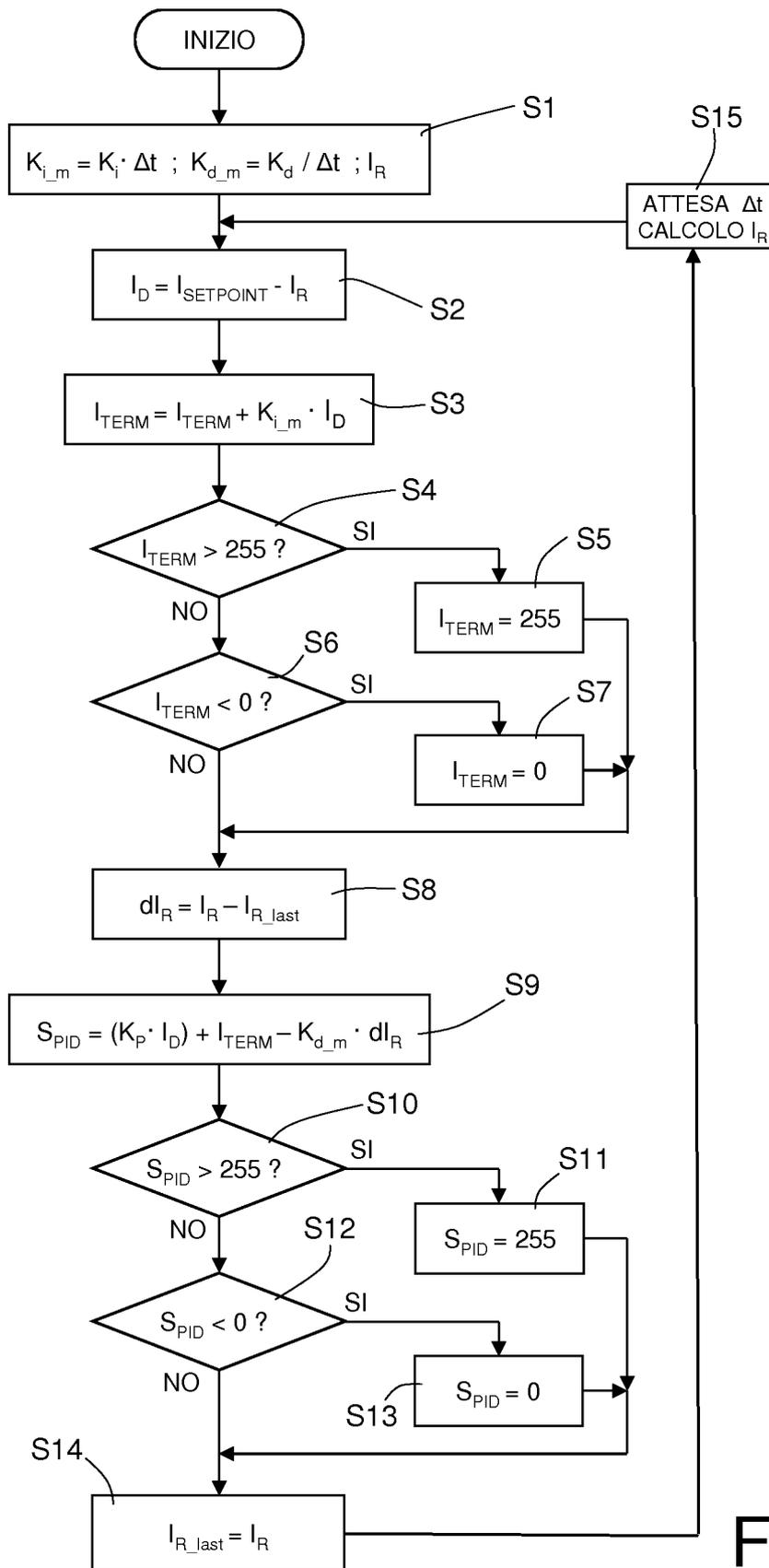
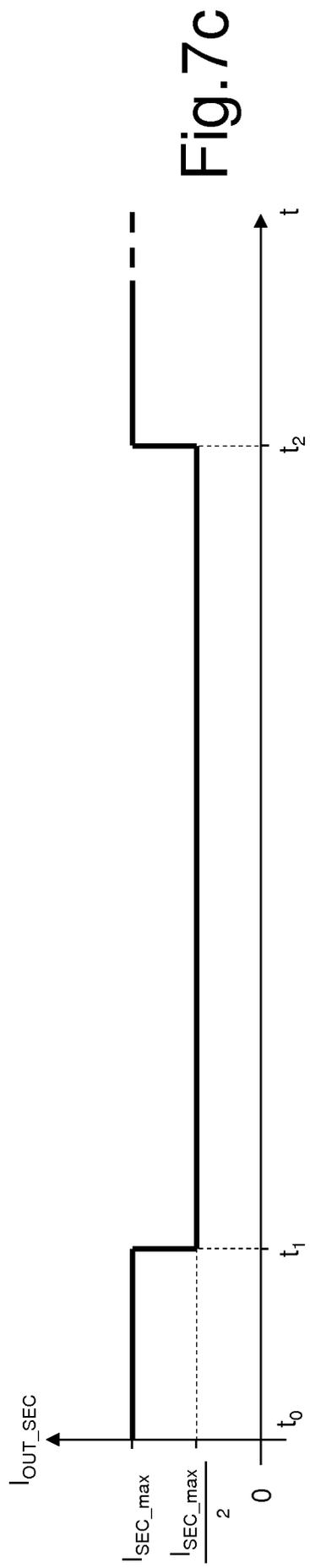
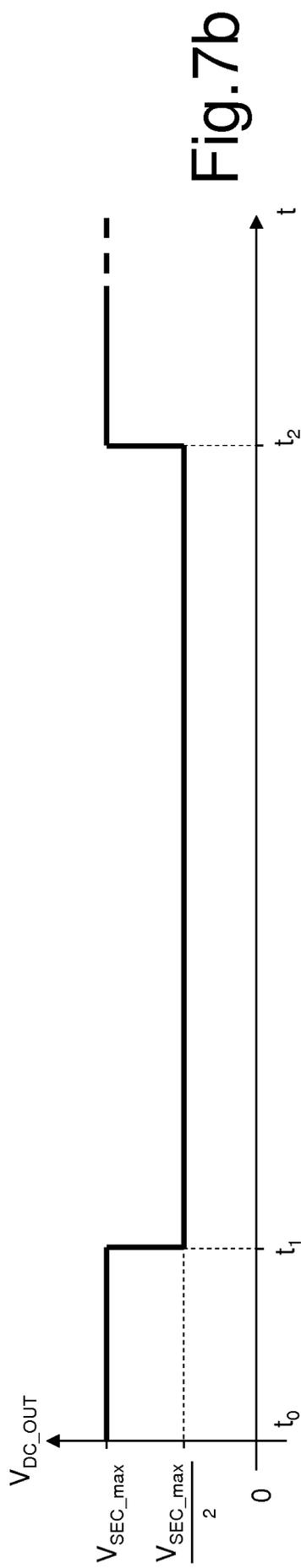
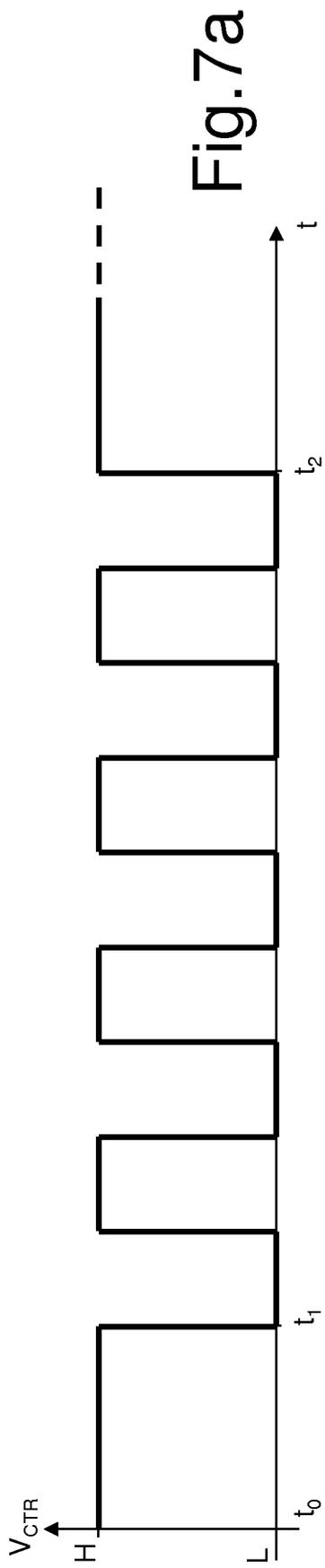
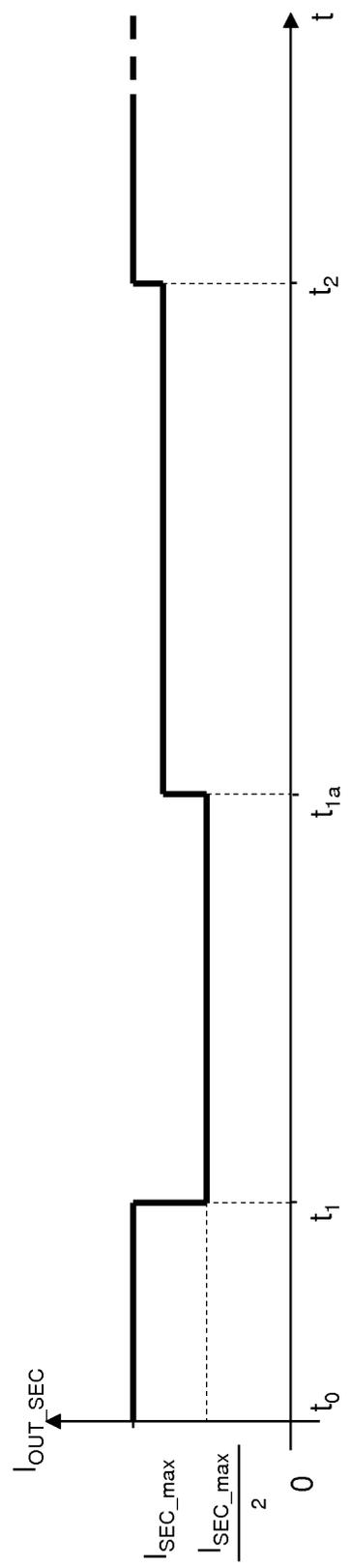
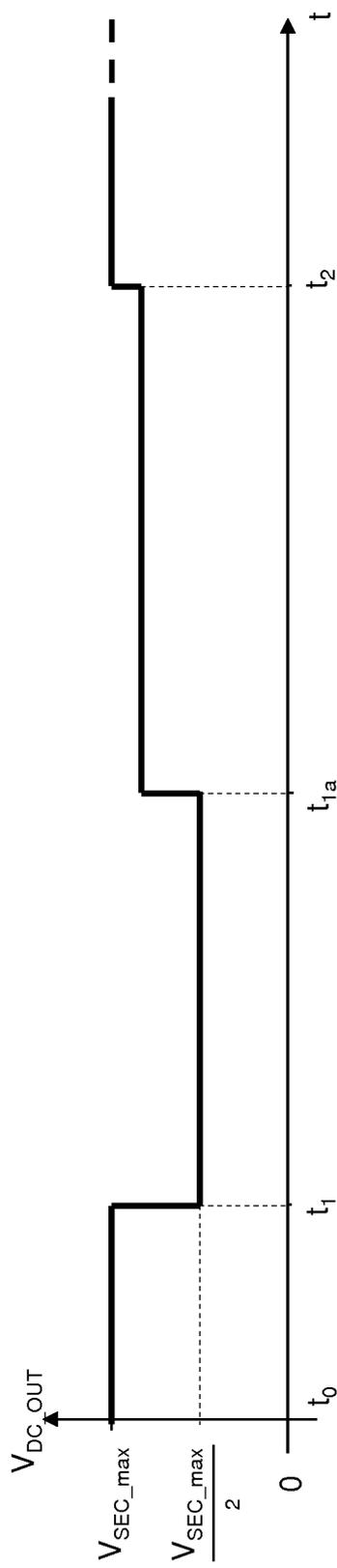
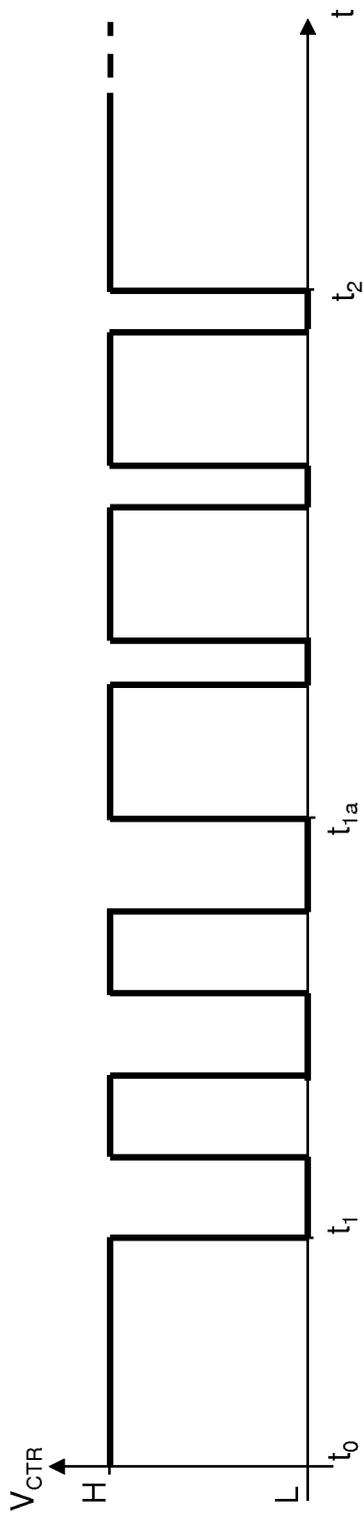


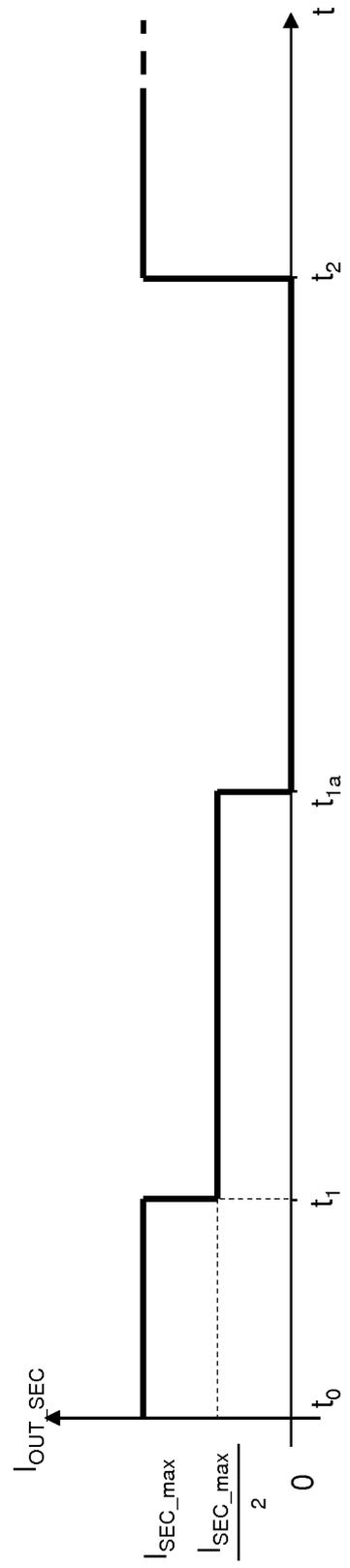
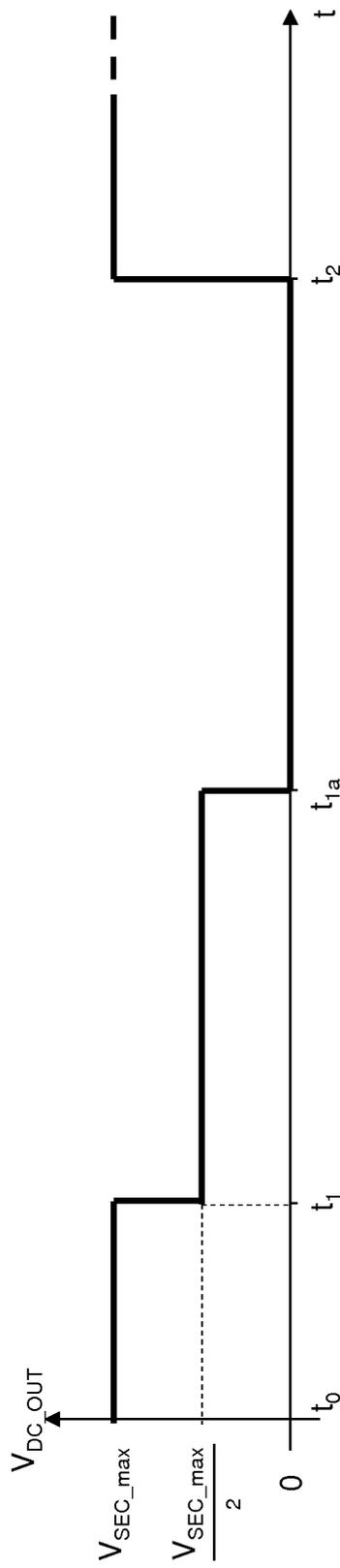
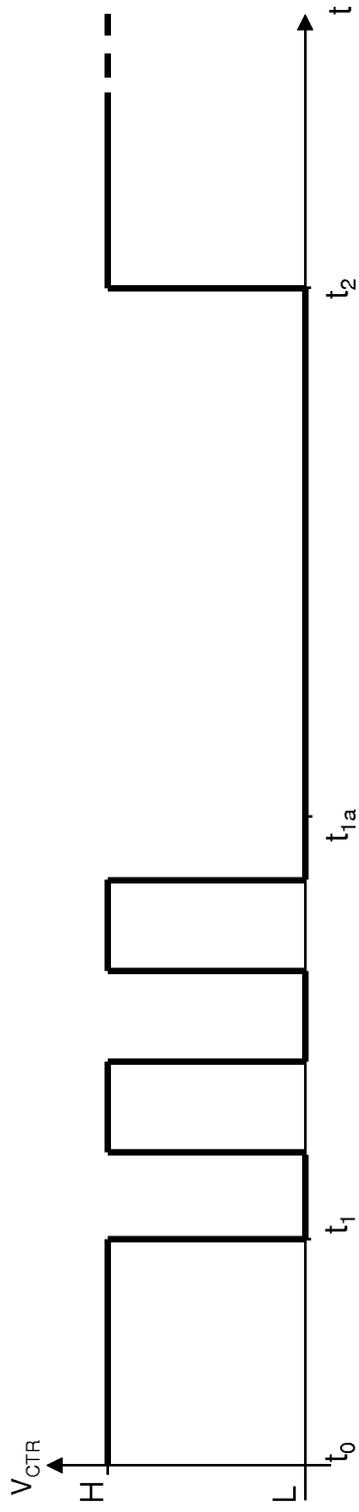
Fig.6



p.i.: ALENIA AERONAUTICA S.P.A.

Simone BONGIOVANNI
(Iscrizione Albo nr. 615/BM)





p.i.: ALENIA AERONAUTICA S.P.A.

Simone BONGIOVANNI
(Iscrizione Albo nr. 615/BM)

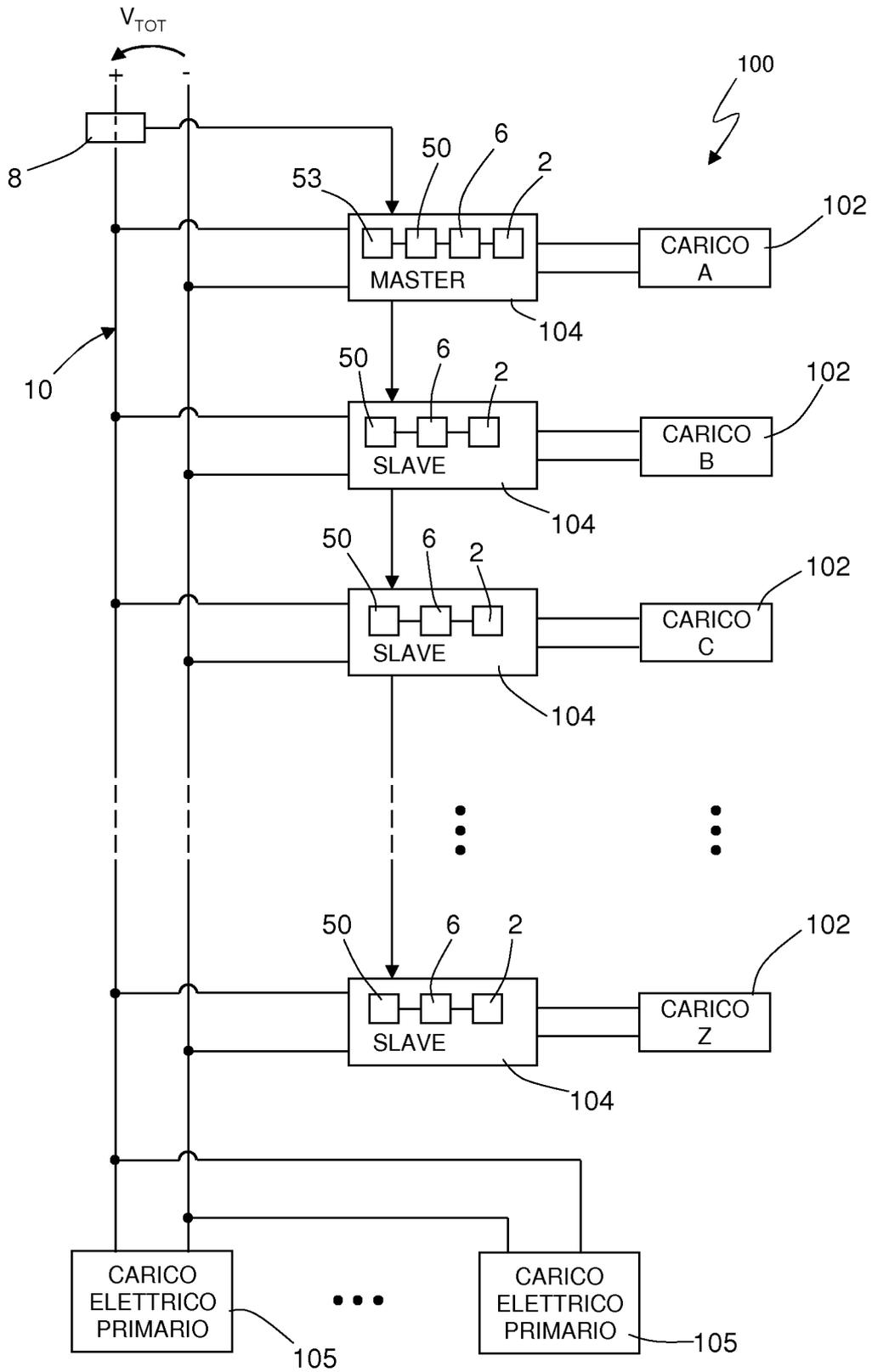


Fig.10

p.i.: ALENIA AERONAUTICA S.P.A.

Simone BONGIOVANNI
(Iscrizione Albo nr. 615/BM)

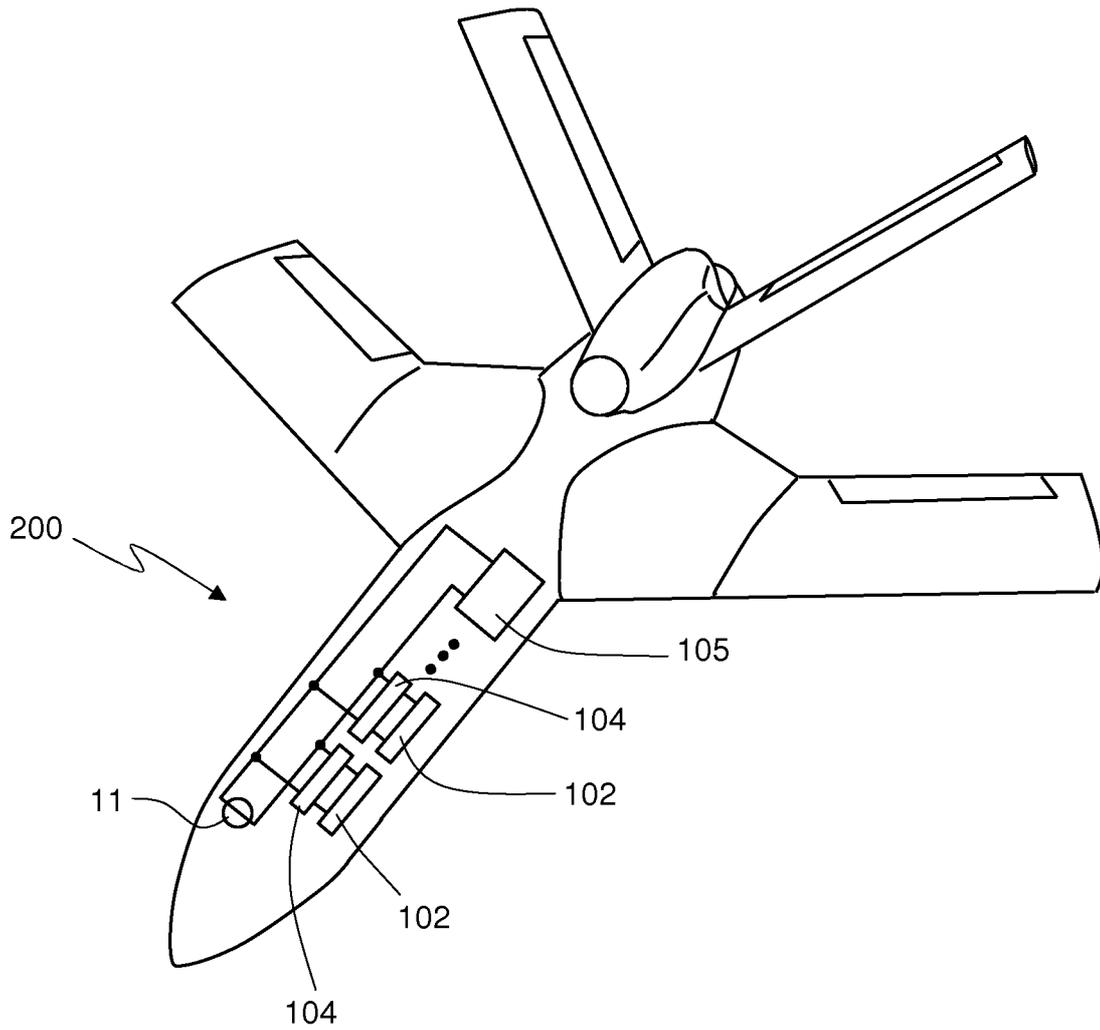


Fig.11

p.i.: ALENIA AERONAUTICA S.P.A.

Simone BONGIOVANNI
(Iscrizione Albo nr. 615/BM)