



UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI PISA

Facoltà di Ingegneria

Corso di Laurea in Ingegneria Elettronica

**SISTEMA MULTIFUNZIONALE PER APPLICAZIONI
MICRODOMOTICHE**

Relatori

Prof. Stefano Di Pascoli

Prof. Roberto Roncella

Candidato

Fabio Pania

Anno Accademico 2004-2005

Introduzione

Il presente lavoro di tesi riguarda la progettazione e la realizzazione di un dispositivo multifunzionale utile per applicazioni domotiche.

Esso è stato ideato in modo da essere alimentato con la rete elettrica domestica; in particolare, per offrire una maggiore generalità e flessibilità di utilizzo, sono previsti due ingressi per l'alimentazione.

Il sistema progettato e realizzato offre la possibilità di controllare due utilizzatori qualsiasi (entro certi limiti illustrati in seguito) tramite un microcontrollore, il quale, programmato opportunamente, consente un comando abbastanza versatile degli utilizzatori stessi.

Per alcuni semplici esempi riguardo le possibili applicazioni si rimanda all'ultima parte del Capitolo 2 del presente elaborato.

Il lavoro svolto consta di una prima fase di progettazione del sistema, una seconda di realizzazione del PCB e montaggio dei componenti sulla scheda e un'ultima fase di test, tutte descritte nel Capitolo 2.

La progettazione ha richiesto una ricerca dei componenti utili al fine del progetto e la comprensione dei datasheets degli stessi.

In particolare per il comando degli utilizzatori è stato fatto uno studio del funzionamento e delle modalità di utilizzo dell'SCR e del triac (da cui il Capitolo 1), e successivamente è stato quest'ultimo ad essere stato ritenuto idoneo all'utilizzo nel particolare progetto.

Certamente va ricordato che durante la fase di progettazione si è fatto uso del simulatore elettrico SPICE, che ha consentito di predire già prima della realizzazione, in maniera piuttosto precisa, il comportamento del sistema.

La realizzazione del dispositivo progettato è stata eseguita nei laboratori del Dipartimento di Ingegneria dell'Informazione presso l'Università di Pisa.

La fase di test ha richiesto la scrittura di alcuni programmi in linguaggio Assembler che, una volta caricati sul microcontrollore del circuito realizzato, hanno permesso, anche con l'ausilio di strumenti di misura quali oscilloscopi e multimetri, una verifica sperimentale del funzionamento del sistema in tutte le sue parti.

I risultati dei test hanno confermato una totale congruenza con le aspettative.

Capitolo 1

1.1 Gli SCR

1.1.1. Introduzione ai tiristori

I tiristori rappresentano una particolare famiglia di semiconduttori, formata dalla sovrapposizione di quattro strati p-n-p-n disposti a sandwich. Essi, spesso caratterizzati da una superficie relativamente ampia e messi in contenitori di metallo per ottimizzare la dissipazione del calore, trovano largo uso come rettificatori ad alta potenza e interruttori (“switches”) elettronici.

I tiristori sono quindi utilizzati nei circuiti di commutazione e controllo di potenza, sia con tensioni continue che con tensioni alternate. Sebbene le prestazioni tipiche (ovvero i tipici limiti di impiego) siano considerevolmente basse, sono disponibili tiristori che supportano correnti fino a 5 KA e potenziali fino a 10 KV. I tiristori più comuni sono il diodo SCR, il DIAC e il triac.

1.1.2. Proprietà principali

L’SCR (Silicon Controlled Rectifier) o diodo controllato, riunisce tre importanti proprietà principali:

- raddrizzatore
- interruttore
- amplificatore.

E’ un raddrizzatore perché conduce solo in un senso.

E’ un interruttore perché con un opportuno segnale applicato all’elettrodo di comando (il gate), se si soddisfano certe condizioni, passa dallo stato di blocco a quello di conduzione, e viceversa.

Il diodo controllato è portato in conduzione con una minima potenza, dell’ordine di frazioni di Watt, e può commutare una potenza notevole, dell’ordine di kW. Perciò si comporta come amplificatore di potenza.

1.1.3. Definizioni

Si definisce diodo controllato un dispositivo a semiconduttore bistabile, realizzato con tre o più giunzioni che può essere commutato dallo stato di conduzione a quello di blocco e viceversa. Una tale commutazione avviene in un solo quadrante delle caratteristiche corrente-tensione ed anodo-catodo.

Per i tipi P ed N si sono normalizzate le seguenti definizioni:

a) *Diodo controllato di tipo P:*

Diodo controllato nel quale il comando è applicato alla regione P più prossima al catodo e che normalmente è portato in conduzione con un segnale positivo tra gate e catodo.

b) *Diodo controllato di tipo N:*

Diodo controllato nel quale il comando è applicato alla regione N più prossima al catodo e che normalmente è portato in conduzione con un segnale negativo tra gate e catodo.

1.1.4. Descrizione fisica del diodo SCR

Il diodo SCR, disegnato schematicamente in Fig 1.1, contiene quattro regioni alternativamente drogate p ed n. In figura sono evidenziate le giunzioni P_1-N_2 , N_2-P_3 , P_3-N_4 . La regione P più esterna e il contatto a tale regione sono chiamati Anodo (A), mentre la regione N esterna opposta e il suo contatto sono chiamati Catodo (K). Le regioni N e P interne possono essere viste come basi. Il terzo terminale del dispositivo, il gate (G), è connesso alla base P_3 .

Si noti che V_{AK} è il potenziale applicato tra anodo e catodo.

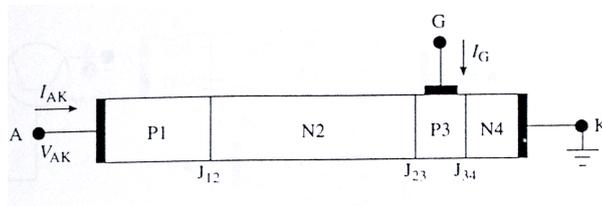


Figura 1.1: Rappresentazione schematica dell'SCR che mostra le regioni drogate, le giunzioni, i terminali del dispositivo e le variabili di correnti e tensione.

Il diodo SCR è tipicamente fabbricato a partire da una regione, opportunamente assottigliata, di un wafer di Silicio drogato n ($N_d=5 \cdot 10^{13} \text{ cm}^{-3}$), l'interno del quale diverrà la base N_2 . Successivamente si diffonde il drogante p nelle due facce del wafer, formando le giunzioni J_{12} e J_{23} .

Infine si forma la regione più drogata, il catodo N_4 , diffondendo il drogante n in una faccia del wafer.

Il profilo risultante di drogaggio è schematizzato nella Fig. 1.2.

Come si può capire dalla descrizione della fabbricazione e dall'enfatizzazione della Fig. 1.2, le regioni di base N_2 e P_3 hanno un'estensione moderata, paragonabile con la lunghezza di diffusione dei portatori minoritari.

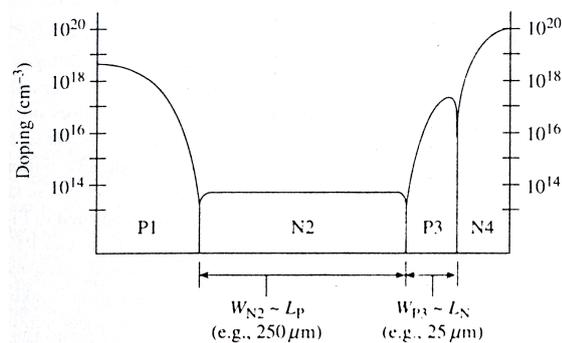


Fig 1.2: Profilo tipico di drogaggio dell'SCR.

1.1.5. Rappresentazione analogica

Il principio di funzionamento di un SCR può essere assimilato a quello di un insieme di tre diodi montati in serie (Fig. 1.3), oppure a due transistori PNP e NPN associati (Fig. 1.4).

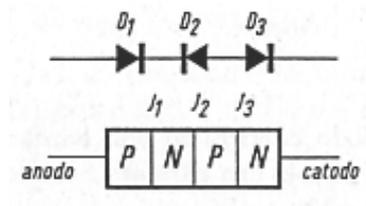


Fig. 1.3: Rappresentazione a diodi dell'SCR.

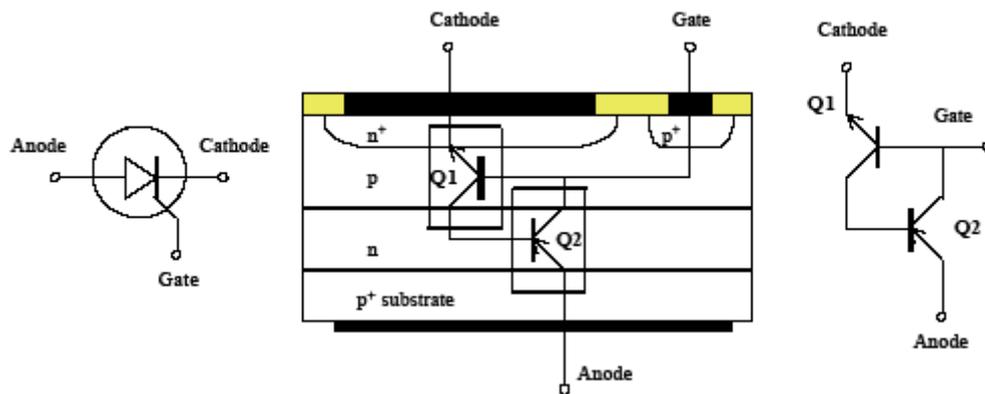


Figura 1.4: Rappresentazione del diodo SCR mediante transistori.

1.1.6. Rappresentazione analogica mediante diodi

Usando la rappresentazione a diodi l'SCR può essere rappresentato con un insieme di tre diodi della polarità opportuna (vedi Fig. 1.5 a)).

Utilizzando tale modello si nota che se si applica una $V_{AK} < 0$, il diodo di mezzo (J_{23}) è polarizzato in diretta e dunque può essere sostituito, applicando una grossolana approssimazione, con un cortocircuito. Tale situazione è rappresentata in Fig. 1.5 b).

Analogamente se si applica una $V_{AK} > 0$ i diodi J_{12} e J_{34} sono polarizzati in diretta e si può quindi passare al modello semplificato di Fig. 1.5 c) rimpiazzando tali diodi con cortocircuiti.

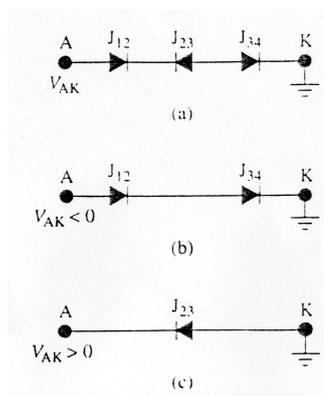


Fig.1.5: Modello a diodi dell'SCR. **a)** V_{AK} qualsiasi; **b)** $V_{AK} < 0$; **c)** $V_{AK} > 0$.

Conseguentemente, la caratteristica dell'SCR per la polarizzazione diretta è approssimabile a quella del diodo J_{23} in polarizzazione inversa.

Inoltre, considerando il fatto che il diodo J_{12} (o equivalentemente J_{34}) impone la caratteristica del dispositivo per $V_{AK} < 0$ e che il diodo J_{23} impone la caratteristica per $V_{AK} > 0$, ci si aspetta che la caratteristica basata sul modello a diodi dell'SCR sia simmetrica attorno a $V_{AK} = 0$ (visto che le due giunzioni hanno quasi lo stesso profilo di drogaggio) e che la sua forma sia quella della Fig. 1.6.

Sebbene però con il modello a diodi si riesca a predire in maniera intuitiva la corretta forma generale delle caratteristiche per polarizzazione inversa e per polarizzazione diretta nello stato di blocco, tale modello fallisce nella predizione delle caratteristiche di switching per polarizzazione diretta.

Inoltre si noti che, facendo ancora riferimento al modello a diodi, V_{BF} è approssimativamente uguale a V_{BR} , dato che a sua volta sono pressoché uguali le tensioni di Breakdown dei diodi J_{12} e J_{23} .

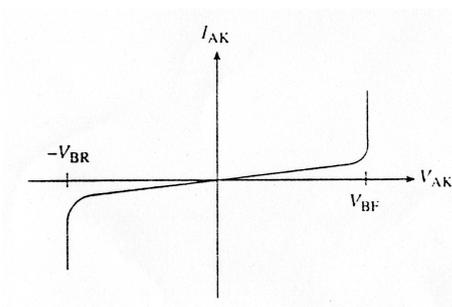


Fig.1.6: Caratteristica dell'SCR prevista basandosi sul modello a diodi

Il difetto critico del modello a diodi è quello di non tenere conto della interazione tra le tre giunzioni.

Tale interazione in verità esiste, infatti le profondità delle regioni di base N_2 e P_3 sono comparabili alle rispettive lunghezze di diffusione dei portatori minoritari, come già detto nel paragrafo 1.1.4.

Il modello a transistori corregge tale difetto.

1.1.7. Rappresentazione analogica mediante transistori

Nel modello a transistori illustrato in Fig. 1.7, l'SCR è concettualmente suddiviso in due BJT interconnessi.

Le regioni P_1 - N_2 - P_3 formano un transistor *pnp* e le regioni N_2 - P_3 - N_4 un transistor *npn*. La regione P_1 è identificata come l'emettitore del transistor *pnp* e la regione N_4 invece come l'emettitore del transistor *npn*.

I cortocircuiti connettono le regioni comuni tra i due transistori.

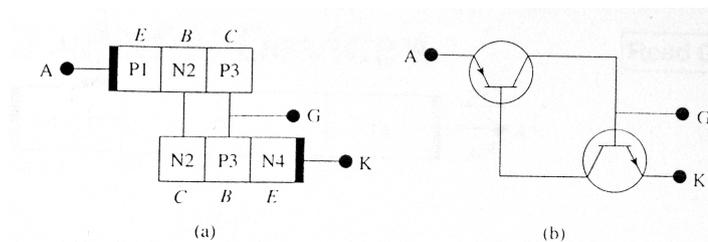


Fig.1.7: Modello a due transistori dell'SCR. **a)** Diagrammatici e **b)** rappresentazione del circuito equivalente.

Di seguito si vuole spiegare come l'SCR passa dallo stato di blocco ad alta impedenza allo stato di conduzione a bassa impedenza usando il modello appena illustrato.

Si supponga che l'SCR sia in stato di blocco con $I_G=0$ e $V_{AK}>0$.

Con $V_{AK} > 0$ entrambi i transistori sono polarizzati in zona attiva e gli emettitori P_1 e N_4 iniettano i rispettivi portatori maggioritari nelle basi dell'adiacente transistore ([1] in figura 1.8).

Una frazione dei portatori iniettati diffonderà con successo attraverso la regione di base ([2]) ed entrerà nella base dell'altro transistore ([3]). Formatosi un eccesso di portatori maggioritari che non può essere smaltito tramite un terminale esterno, i portatori provenienti dall'altro transistore andranno ad incrementare l'iniezione da base ad emettitore, la quale a sua volta provocherà un'iniezione aggiuntiva da emettitore a base (flusso [4] in figura 1.8).

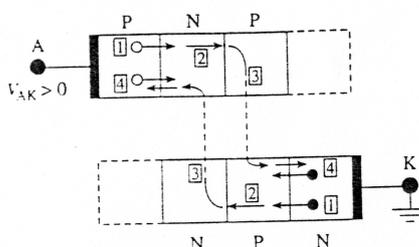


Fig. 1.8: Uso del modello a due transistori per descrivere il processo rigenerativo che permette la commutazione. [1] Iniezione iniziale dei portatori. [2] Diffusione attraverso la base quasineutra. [3] Iniezione di portatori all'interno della base dell'altro transistore. [4] Iniezione aggiuntiva indotta dall'eccesso di portatori maggioritari in base.

Tali portatori aggiuntivi seguono lo stesso percorso dei portatori iniettati originariamente, provocando un'iniezione ancora maggiore. Il processo è, dunque, rigenerativo.

Applicando piccole V_{AK} , il processo è stabile e ci sarà un accumulo di portatori trascurabile nella giunzione J_{23} .

Aumentando V_{AK} , un significativo accumulo di portatori ridurrà la polarizzazione inversa e alla fine polarizzerà direttamente la giunzione J_{23} .

In termini di modello a due transistori, i transistori vanno in saturazione.

Il diodo controllato entra in stato di conduzione a bassa impedenza quando tutte e tre le giunzioni saranno polarizzate direttamente.

Le precedenti argomentazioni qualitative delineano il processo interno secondo il quale l'SCR commuta, ma non ci da informazioni precise che ci permettono di determinare la tensione critica di commutazione. Sono quindi necessarie delle considerazioni quantitative che ci permettano, usando il modello a transistori, di calcolare le condizioni di commutazione.

Si assuma ancora che l'SCR sia in stato di blocco con $I_G=0$ e $V_{AK}>0$.

Sotto tale ipotesi i transistori del modello, come già detto, non sono interdetti e dunque possono essere rappresentati con i circuiti equivalenti per grandi segnali che seguono le equazioni di Ebers-Moll.

In particolare i transistori sono polarizzati in zona attiva diretta e quindi il generatore di corrente $\alpha_R I_R$ nel circuito di Ebers-Moll è trascurabile, $I_F \cong I_E$ e $I_R \cong -I_{R0}$ (vedi Fig. 1.9 a) e b)).

La Fig. 1.9 c) unisce i risultati parziali delle Fig. 1.9 a) e b) e schematizza l'approssimazione utilizzata per l'analisi dell'SCR nella sua interezza.

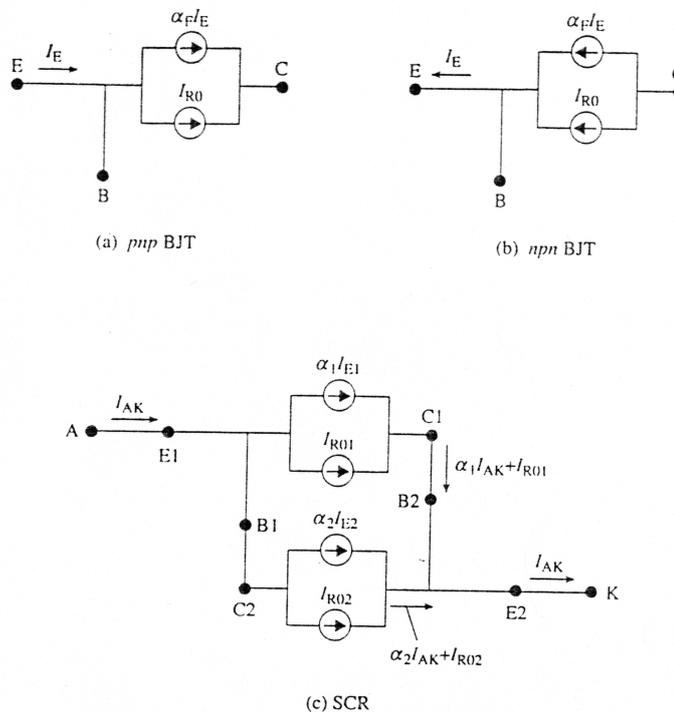


Fig. 1.9: Circuito equivalente per grandi segnali semplificato per a) un transistor pnp polarizzato in zona attiva, b) un transistor npn polarizzato in zona attiva, e c) un SCR nello stato di blocco con $I_G=0$ e $V_{AK}>0$.

Scrivendo l'equazione al nodo E2 della figura 1.9 c):

$$I_{AK} = \alpha_1 I_{AK} + I_{R01} + \alpha_2 I_{AK} + I_{R02} \quad (1.1)$$

Da cui:

$$I_{AK} = \frac{I_{R01} + I_{R02}}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)} \quad (1.2)$$

Dall'Eq. 1.2 si deduce che la tensione critica di switching è quella per cui $\alpha_1 + \alpha_2 \Rightarrow 1$.

I BJT nel modello sono intrinsecamente transistori a basso guadagno, questo perché l'SCR è costruito in modo da avere α_1 ed α_2 molto minori di 1 per piccole $V_{AK} > 0$ e di conseguenza I_{AK} limitate. In questo modo è rispettata la condizione di stabilità nello stato di blocco.

Aumentando I_G aumentano anche α_1 ed α_2 fintantoché, quando è soddisfatta la condizione di innesco $(\alpha_1 + \alpha_2) = 1$, la corrente I_{AK} tende teoricamente all'infinito.

Allora l'SCR può essere paragonato ad un interruttore la cui chiusura può essere provocata in due modi:

1. Con l'aumento della tensione $V_{AK} > 0$ senza usare l'elettrodo di controllo (gate). Questo aumento di tensione porta naturalmente ad un incremento della corrente di dispersione $I_{CO} = I_{R01} + I_{R02}$ ed il sistema si comporta esattamente come un diodo polarizzato inversamente (Fig. 1.10). Solo la giunzione centrale J_{23} , poiché è la sola ad essere polarizzata in senso inverso, segue questo fenomeno e si porta rapidamente in zona di valanga (punto A della Fig. 1.10). Tale sistema di commutazione non è per niente consigliabile perché comporta pericolose sollecitazioni elettriche alle giunzioni a causa

dei campi elettrici in gioco. E' difficile prevedere in questo caso la vita del componente.

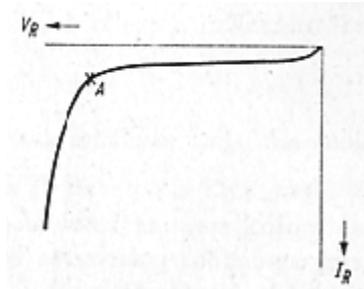


Fig. 1.10: Caratteristica di un diodo polarizzato in inversa.

2. Con l'applicazione di un impulso di corrente di ampiezza opportuna all'elettrodo di controllo, ovvero alla base di Q_2 . In questo modo il diodo controllato commuta perché in un transistor si ha un passaggio di corrente. Per chiarire meglio questo fenomeno, in Fig. 1.11 viene rappresentato l'andamento del coefficiente α di un transistor in funzione della corrente di emettitore. Si può notare che esso aumenta molto rapidamente all'aumentare della I_E fino a che non si raggiunge il valore di corrente per il quale inizia la saturazione del transistor. Allora, riprendendo l'Eq. 1.2 è evidente che se α_2 aumenta, la somma $\alpha_1 + \alpha_2$ tende all'unità e perciò la corrente I_{AK} , che teoricamente tende all'infinito, è in pratica limitata solo dal valore dell'impedenza del circuito esterno. L'SCR è nello stato di conduzione.

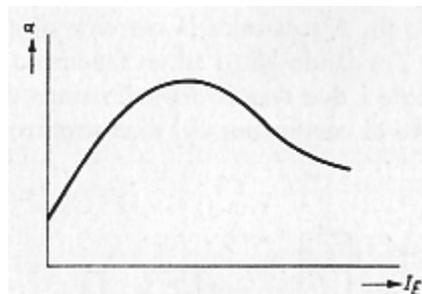


Fig. 1.11: Andamento del coefficiente α di un transistor in funzione della corrente di emettitore.

1.1.8. Fenomeno fisico del turn-on/turn-off e caratteristiche elettriche dell'SCR

Allo scopo di dare una visione completa sul funzionamento è utile esaminare il turn-on e turn-off dall'esterno, ovvero dal punto di vista del circuito di alimentazione.

Si supponga di alimentare l'elettrodo di comando (Gate) con una corrente costante di modesta entità e contemporaneamente di applicare una tensione $V_{AA} > 0$, come in Fig. 1.12.

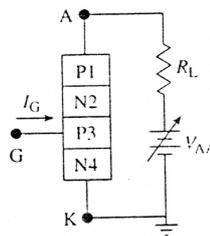


Fig.1.12: Configurazione di polarizzazione del dispositivo ipotizzata.

In tale condizione, delle tre giunzioni che compongono l'SCR due (J_{12} e J_{34}) sono polarizzate in diretta e una (la J_{23}) in inversa.

Il dispositivo complessivo si comporta quindi come un diodo polarizzato inversamente che viene attraversato da una piccola corrente di fuga che si somma alla I_G applicata dall'esterno. Siamo nel primo tratto della caratteristica (caratteristica dello stato OFF in Fig. 1.13).

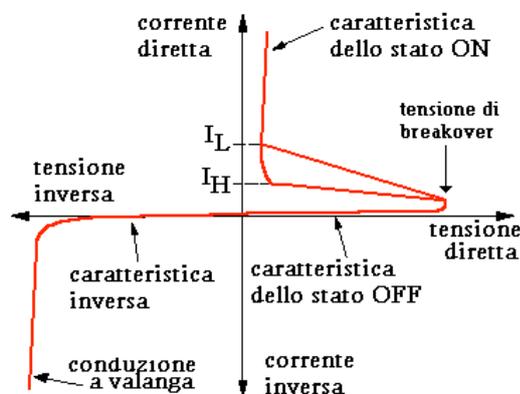


Fig 1.13: Caratteristica elettrica dell'SCR.

Questo valore di corrente anodo-catodo non è in grado di provocare il fenomeno rigenerativo dell'innesco descritto nel paragrafo precedente.

All'aumentare della tensione V_{AA} applicata cresce anche il campo elettrico fino ad arrivare a valori sufficientemente elevati da permettere la ionizzazione degli atomi del semiconduttore e quindi un aumento della corrente I_{AK} .

Gli ioni, immersi in un campo elettrico di notevole entità, acquisiscono un'elevata energia cinetica e liberano altre cariche per urto, dando luogo a una moltiplicazione a valanga. Si forma così una miscela di lacune ed elettroni, detta plasma.

La formazione del plasma è un fenomeno molto veloce e porta il dispositivo a lavorare nella zona della caratteristica dello stato di ON, nella quale la corrente anodica è limitata soltanto dal carico esterno.

Il plasma cortocircuita la giunzione centrale dell'SCR e pertanto fa in modo che l'intero dispositivo si comporti come un diodo polarizzato in diretta.

La densità del plasma che si forma è proporzionale alla corrente I_{AK} , esiste quindi un valore di corrente anodo-corrente per il quale il plasma cessa di esistere e il diodo controllato si porta allo stato di blocco (TURN-OFF); tale valore è indicato con I_H , ovvero I_{HOLD} .

Nella Fig. 1.14 si è sovrapposto alla caratteristica dell'SCR per $V_{AK}>0$ la retta di carico del circuito di polarizzazione considerato in precedenza.

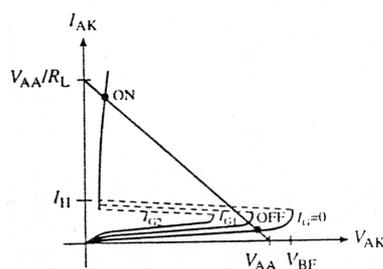


Fig. 1.14: Caratteristiche dell'SCR con $V_{AK}>0$ e retta di carico sovrapposta.

Assumendo che il dispositivo sia inizialmente nello stato di blocco (OFF) e aumentando la tensione applicata V_{AA} , si ha uno spostamento parallelo della retta di carico nella direzione dell'incremento di V_{AK} . Quando la retta di carico non intercetta più la caratteristica dello stato di OFF l'SCR commuta allo stato di ON (TURN ON).

Alternativamente la commutazione può avvenire lasciando V_{AA} come già visto e incrementando la I_G dallo zero fino a quando la porzione in alta impedenza della curva con $I_G \neq 0$ (corrispondente per esempio alla curva I_{G2} nella figura 1.14) non intercetti mai la retta di carico.

Una volta avvenuta la commutazione allo stato di ON dell'SCR anche cessando di applicare la corrente di gate, il diodo controllato rimarrà nello stato di conduzione.

Se invece partiamo dal punto ON rappresentato nella figura 1.14, l'SCR può essere spento (TURN OFF) decrementando la tensione V_{AA} .

Una volta che I_{AK} è scesa sotto il valore I_H , lo stato di conduzione a bassa impedenza non può più essere mantenuto e il dispositivo passa allo stato di blocco.

Da quanto detto finora e da quanto mostrato in figura 1.14 è evidente che al variare della I_G applicata varia anche la posizione del tratto di caratteristica che precede l'innesco perché le cariche iniettate sostituiscono quelle liberate del campo elettrico.

L'innesco dell'SCR avviene anche a valori di I_{AK} molto bassi e quindi insufficienti a mettere in moto il fenomeno di ionizzazione prima descritto. Appare allora evidente che devono esistere altri processi all'interno del dispositivo che ne favoriscano l'innesco anche a tensioni e correnti basse. Si tratta di un fenomeno rigenerativo che può essere spiegato anche senza ricorrere alla rappresentazione a due transistori complementari.

Si supponga di far scorrere attraverso la giunzione gate-catodo una corrente di lacune a mezzo di una sorgente esterna. Questo flusso di lacune ha per conseguenza la formazione di una densità di carica positiva locale. Per il mantenimento della neutralità locale si deve avere un flusso di cariche di segno opposto, ovvero elettroni, che però invece di terminare sul gate saranno deviate sull'anodo come mostrati in figura 1.15 a).

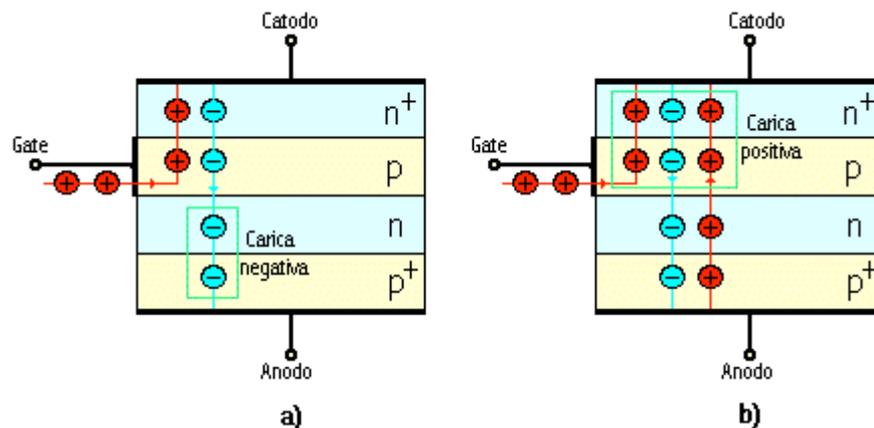


Figura 1.15: Formazione del plasma per ricerca di neutralità di carica

Quest'ultimo flusso di elettroni aumenta a sua volta la carica negativa nella zona di anodo e quindi, sempre per ragioni di neutralità di carica, dev'essere a sua volta accompagnato da un flusso locale di lacune il quale però caricherà positivamente il catodo, come mostrato in Fig. 1.15 b) e quindi a sua volta richiederà un flusso di elettroni, ecc.

Si innesca perciò un fenomeno di creazione di regimi paralleli di corrente di lacune ed elettroni che, ricercando la neutralità di carica, satureranno velocemente di plasma il corpo dell'SCR.

1.1.9. Parametri fondamentali dell'SCR

Il fatto che il fenomeno dell'innesco impieghi un certo tempo a propagarsi attraverso l'intera struttura introduce una limitazione nell'uso dell'SCR.

Supposto infatti di provocare l'innesco a mezzo di un opportuno impulso di comando sul Gate, la corrente anodica, se il carico é puramente resistivo, raggiunge pressoché istantaneamente il suo valore di regime e la densità di corrente nella zona limitata di primo innesco (che nei grossi SCR può essere anche inferiore all' 1% dell'intera zona utile) può raggiungere valori così elevati da portare al danneggiamento permanente del dispositivo.

Occorre quindi impedire che la corrente I_{AK} aumenti troppo velocemente in modo da dare sempre il tempo al fenomeno di conduzione di estendersi a sufficienza.

In altre parole va limitata la velocità di crescita della corrente anodo-catodo all'innescio; esiste una dI_{AK}/dt massima, indicata dal costruttore, che non deve mai essere superata.

Di solito allo scopo di limitare il valore di dI_{AK}/dt si usa una piccola induttanza posta in serie all'anodo.

Come si è accennato in precedenza lo spegnimento dell'SCR può avvenire abbassando la tensione di alimentazione al di sotto del valore cui corrisponde I_{hold} , altro parametro fondamentale del dispositivo in esame.

Nella pratica a volte, per avere la certezza che l'SCR si spenga, ovvero che esso passi dallo stato di conduzione a quello di blocco, si preferisce invertire la tensione V_{AK} .

Invertendo però la tensione anodo-catodo si dà il via a un fenomeno transitorio molto importante. La corrente cambia verso di percorrenza e interrompe il rifornimento di carica (lacune ed elettroni) al plasma che si riassorbe quindi spontaneamente per reciproca annichilazione delle coppie lacuna-elettrone.

Finché tale processo di annullamento delle cariche non si è esaurito l'SCR rimane in conduzione. Allora per spegnere completamente il diodo controllato occorre attendere che sia trascorso un intervallo di tempo denominato *turn-off time*, solo al termine del quale si può riapplicare una tensione di alimentazione positiva senza che l'SCR riinneschi spontaneamente.

Un'altra limitazione all'uso dell'SCR deriva dalla presenza delle capacità parassite tra le giunzioni. Applicando infatti tra anodo e catodo una tensione a gradino, come ad esempio avviene all'accensione di una apparecchiatura elettronica, il ripido fronte di salita dV_{AK}/dt che ne consegue transita attraverso tali capacità giungendo fino alla regione di gate; la capacità sulla giunzione J_{23} sarà caricata. In conseguenza all'incremento positivo della tensione anodo-catodo la zona di svuotamento si allarga e la corrente di portatori maggioritari associata indurrà un'iniezione addizionale dalla regione P_1 alla regione N_4 di emettitore: avviene quindi un aumento dei guadagni dei transistori complementari dello schema equivalente dell'SCR.

Tale incremento del guadagno può essere sufficiente a determinare l'innesco, sebbene non si sia applicato dall'esterno alcun segnale di comando.

D'altra parte, poiché una corrente di gate costante può innescare l'SCR solo se la tensione anodica è sufficientemente elevata, è ovvio che al crescere di V_{AK} decresce la dV_{AK}/dt massima applicabile.

In pratica non è conveniente parlare in senso assoluto di una massima velocità di variazione della tensione V_{AK} in funzione del tempo, ma piuttosto si considera una curva limite di non innesco (vedi esempio di Fig. 1.16) che non deve essere mai superata durante l'inserzione della f.e.m. di alimentazione, pena l'innesco spontaneo dell'SCR.

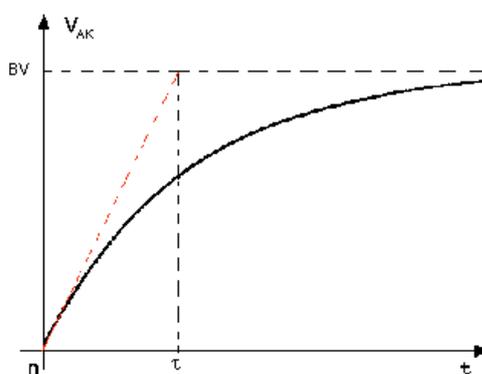


Fig. 1.16: Tipica curva limite permessa alla tensione di alimentazione.

Come si vede la velocità di variazione massima permessa quando si applica la tensione di alimentazione tende a ridursi man mano che ci si avvicina alla tensione di innesco spontaneo BV , riportata schematicamente in Fig. 1.17.

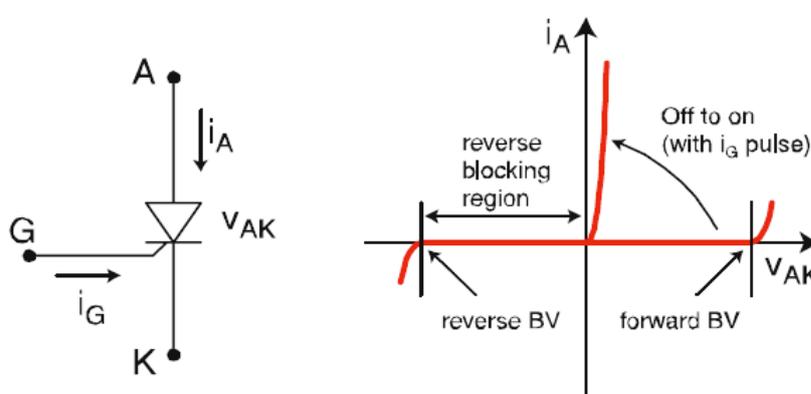


Fig 1.17: Schematizzazione della caratteristica dell'SCR

Riassumendo, i principali parametri che caratterizzano l'SCR, a cui bisogna fare attenzione nella progettazione di circuiti che lo utilizzino, sono:

- 1- *Peak forward and reverse breakdown voltages* (tensione di picco di breakdown diretta e inversa)
- 2- *Maximum forward current* (massima corrente diretta)
- 3- *Gate trigger voltage* (tensione da applicare per ottenere la commutazione)
- 4- *Gate trigger current* (minima corrente richiesta dal gate per ottenere la commutazione)
- 5- *Minimum holding current, I_{hold}* (valore minimo della corrente di mantenimento)
- 6- *Power dissipation* (potenza dissipabile)
- 7- *Tempo di spegnimento* (turn-off time)
- 8- Massima velocità (curva limite esponenziale) di variazione (dV_{AK}/dt) permessa alla tensione di alimentazione con l'SCR non innescato
- 9- Massima velocità di aumento (dI_A/dt) permessa alla corrente anodo-catodo all'innescamento.

Esiste un altro parametro, peraltro già evidenziato nella figura 1.14, su cui si vuole focalizzare l'attenzione: la "latching current" (I_L), ovvero corrente di scatto, che corrisponde alla corrente necessaria per innescare la conduzione. Si noti la differenza con la "holding current" I_{hold} (corrente di mantenimento), ovvero la minima corrente sufficiente a mantenere il diodo in conduzione.

Il grafico di figura 1.18 mostra, per un determinato tipo di SCR, il valore delle correnti I_L e I_H (o I_{hold}) in funzione della temperatura.

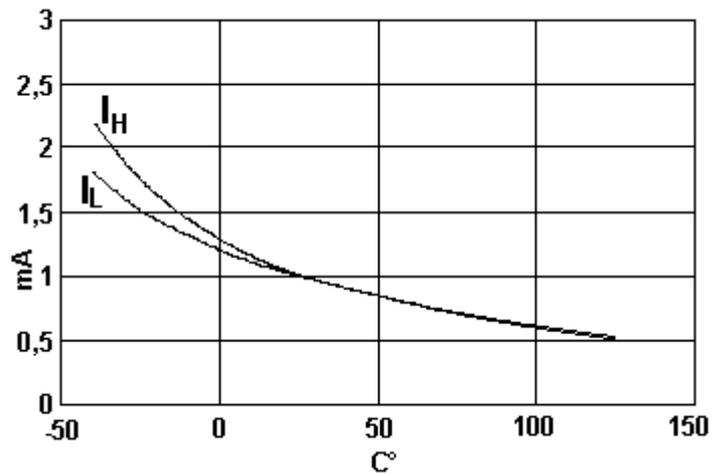


Fig. 1.18: Dipendenza di I_H e I_L dalla temperatura

1.1.10. Vantaggi e svantaggi dell'uso dell'SCR come interruttore

Sia l'SCR che il BJT possono funzionare come interruttori elettronici. In particolare nelle applicazioni di controllo di potenza possono essere usati SCR o BJT ad alta potenza.

Derivate in larga parte dalle discussioni precedenti, vantaggi e svantaggi dell'uso dell'SCR in contrapposizione al BJT sono riassunti di seguito.

Vantaggi:

- 1) L'SCR richiede una corrente molto piccola per far scorrere una corrente molto grande da anodo a catodo.
- 2) L'SCR può bloccare entrambe le polarità di un segnale a.c.
- 3) L'SCR è caratterizzato da una tensione di blocco molto alta combinato con un basso potenziale per passare allo stato di conduzione.
- 4) Diversamente dal BJT, l'SCR non è soggetto a correnti di scarica (current crowding) quando è in condizioni di riposo nello stato di conduzione.

Svantaggi:

- 1) Mentre l'eliminazione della corrente di base spegne il BJT, gli SCR non possono essere spenti ponendo $I_G=0$.
- 2) Gli SCR non possono operare ad alte frequenze.
- 3) Gli SCR sono inclini ad accendersi stimolati da picchi di tensioni di rumore.
- 4) Gli SCR hanno un range limitato di temperatura nel quale possono operare.

1.2 I triac

1.2.1. Caratteristiche generali

I triac (Triode Alternating Current) sono dispositivi a semiconduttore che hanno la proprietà di condurre in una direzione o nell'altra a seconda che un segnale di comando negativo o positivo venga applicato fra una porta detta gate e uno degli ingressi.

Traendo profitto dall'esperienza fatta con gli SCR, già i primi costruttori di triac sono stati presto in grado di produrre dispositivi capaci di sopportare correnti efficaci e tensioni di valori molto elevati.

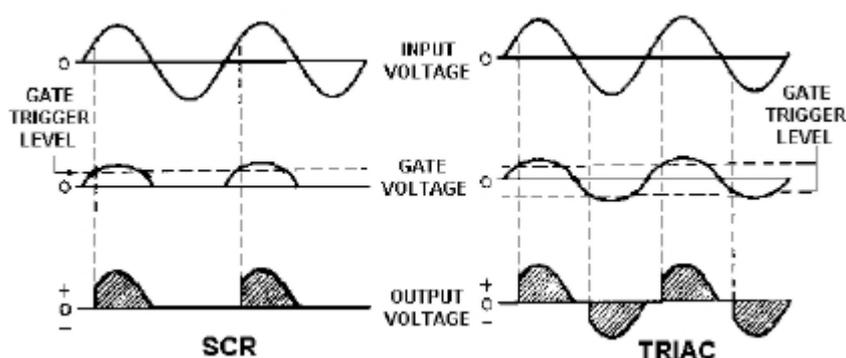
Questo tipo di dispositivo è adatto per l'impiego sia in circuiti semplici che nei sistemi industriali.

Come già accennato, i triac, al contrario dei diodi controllati, applicando una tensione sinusoidale tra gli ingressi (o terminali principali), possono essere "accesi" sia durante la semionda positiva che durante quella negativa e rimangono sempre in conduzione fino all'istante in cui la tensione applicata passa per lo zero (vedi Fig 1.19 a).

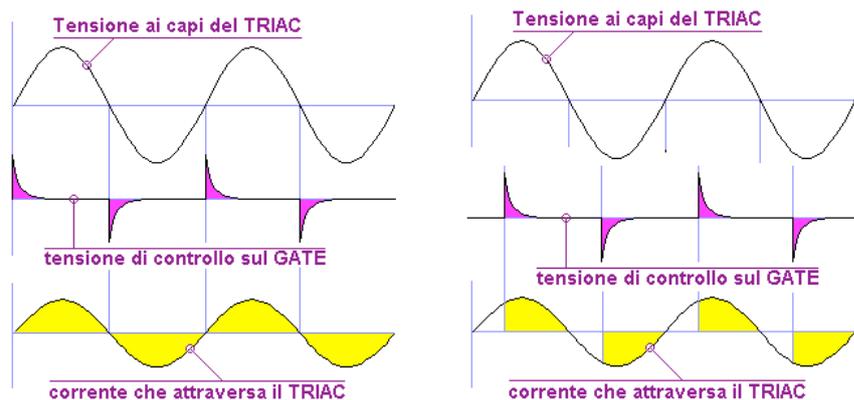
Pertanto, in tale situazione i triac possono:

- a) essere conduttivi durante i soli semicicli positivi e funzionare quindi da rettificatori fornendo una tensione positiva;

- b) essere conduttivi solo durante i semicicli negativi e funzionare da rettificatori fornendo una tensione negativa;
- c) essere conduttivi durante entrambi i semicicli e fornire una tensione alternata (vedi Fig. 1.19 b);
- d) essere conduttivi per una frazione dei semicicli positivi e negativi (vedi Fig. 1.19 c);
- e) restare bloccati durante entrambi i semicicli e funzionare da interruttori ad alta resistenza interna;
- f) funzionare come amplificatore di corrente, come gli SCR, dato che necessitano solo di una debole corrente per entrare in conduzione.



a)



b)

c)

Fig. 1.19: a) Differenza tra SCR e triac; b) Se gli impulsi sul gate sono perfettamente sincronizzati con l'inizio di ogni semionda, il triac è sempre in conduzione; c) Se gli impulsi sul gate sono ritardati rispetto all'inizio delle semionde (ovvero "sfasati") il triac sarà in conduzione solo per parte del periodo.

1.2.2. Costituzione interna

Il triac può essere considerato come costituito da due diodi SCR collegati in antiparallelo, ovvero affiancati, ma con direzioni opposte, come illustrato in figura 1.20 a). Sotto questa prospettiva gli anodi dei due SCR diventano i terminali principali del triac, ed assumono il nome di MT2 e MT1 (Main Terminal 1 e Main Terminal 2), o equivalentemente di E_1 ed E_2 , i gate dei due SCR vengono collegati insieme, e diventano il gate del triac

Nella figura 1.20 b) è riportato il simbolo schematico del triac.

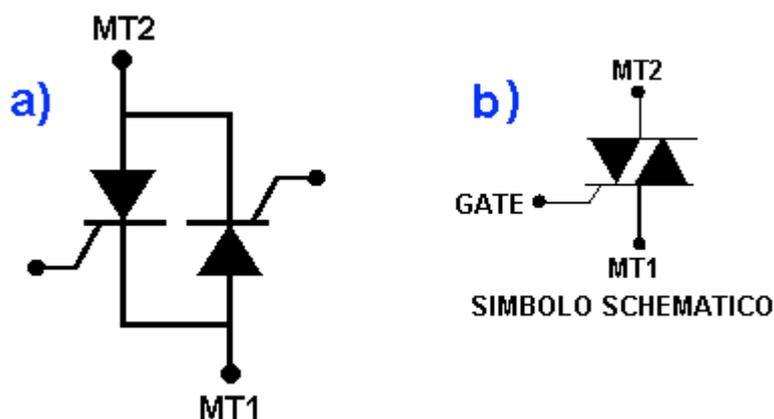


Fig. 1.20 a) Rappresentazione del triac come due SCR in antiparallelo;
b) Simbolo schematico del triac.

Un triac può essere altresì considerato, se si trascurano i collegamenti di uscita e di gate, come una struttura PNP nella quale ciascuna delle regioni P ha ricevuto una diffusione localizzata di tipo N.

Nella rappresentazione semplificata di figura 1.21 i due diodi controllati in opposizione sono identificabili rispettivamente negli strati P_2 , N_1 , P_1 e N_3 per il lato sinistro mentre per il lato destro, il secondo diodo controllato elementare è costituito dagli strati P_1 , N_1 , P_2 e N_2 .

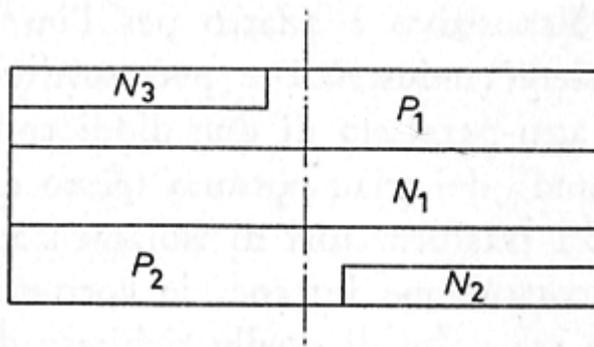


Fig.1.21: Rappresentazione semplificata della struttura interna del triac senza collegamenti di uscita e di gate

Se ora inseriamo dei rivestimenti metallici per realizzare le connessioni elettriche, il dispositivo può essere rappresentato schematicamente come in figura 1.22.

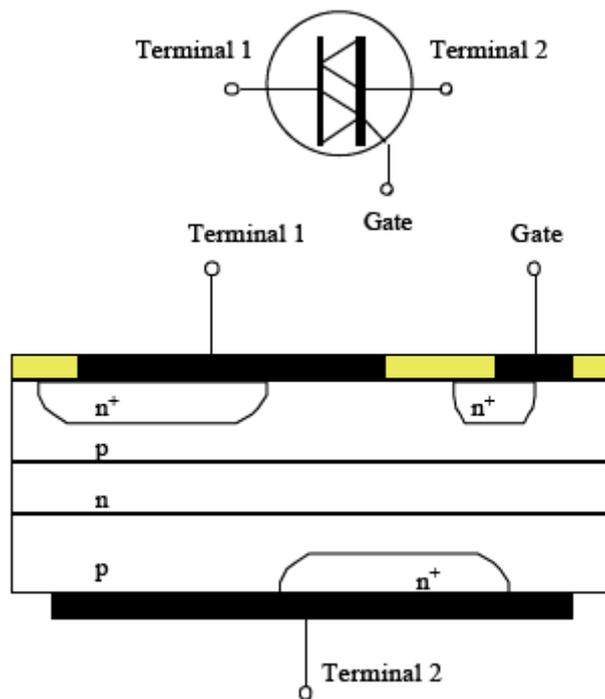


Fig. 1.22: Rappresentazione del triac con i terminali esterni.

Per evitare che i depositi metallici causino cortocircuiti fra gli strati, questi ultimi, e specialmente quelli relativi agli elementi del cristallo P_1 , N_1 e P_2 , sono a resistività

relativamente alta e i due diodi controllati così costituiti possono quindi essere rappresentati come indica la figura 1.23.

Nella figura 1.23 oltre alle resistenze R_1 , R_2 e R_3 , che rappresentano la resistività degli strati, sono indicate le reti equivalenti per ciascun SCR.

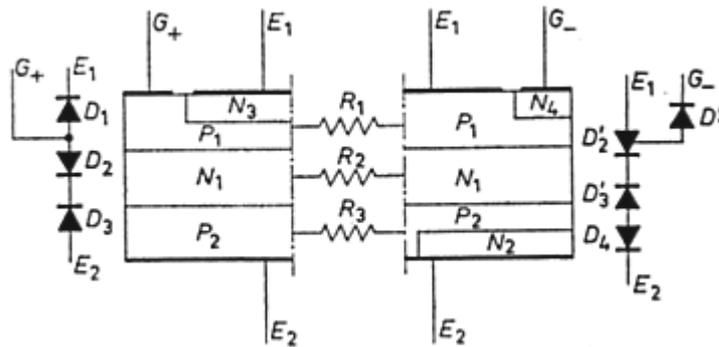


Fig. 1.23: Rappresentazione schematica del triac con reti equivalenti.

Sulla sinistra possiamo osservare un SCR di tipo P che viene comandato mediante un segnale positivo fra gate e catodo, mentre sul lato destro vediamo un SCR di tipo N, che è comandato mediante un segnale negativo applicato fra gate e catodo. Nella figura in esame i terminali anodo e catodo dei due SCR elementari sono contrassegnati dai simboli E_1 e E_2 proprio perché rappresentano gli ingressi del triac e, come detto in precedenza, esso può condurre sia per $V_{E1} < V_{E2}$ che per $V_{E1} > V_{E2}$.

Nella figura, inoltre, il gate (che costituisce un unico terminale di collegamento con l'esterno; vedi Fig. 1.22), per una più chiara trattazione teorica, viene rappresentato tramite due terminali separati: G_+ , gate a comando positivo sulla regione P_1 , e G_- , gate a comando negativo sulla regione N_4 .

1.2.3. Funzionamento

Il funzionamento del triac è simile a quello dell'SCR descritto nei paragrafi precedenti; perciò si ritiene non necessario parlare del funzionamento bistabile ottenuto attraverso un aumento della tensione applicata ai terminali del dispositivo: sarà trattato solo il comportamento in condizione di blocco e il funzionamento mediante porta di comando (Gate).

Se non teniamo conto degli strati che agiscono da porte, un triac può essere rappresentato come mostra la Fig. 1.24; la Fig. 1.25, invece, ne rappresenta simbolicamente l'equivalente rete a diodi.

Quando l'ingresso E_1 (o Main Terminal 1) è positivo rispetto a E_2 (o Main Terminal 2), lo strato metallico fa sì che si abbia una tensione applicata fra il punto A della rete di diodi ed E_2 ; la giunzione J_3 (ovvero il diodo D_3) è polarizzata in senso inverso e il dispositivo si trova in *stato di blocco*.

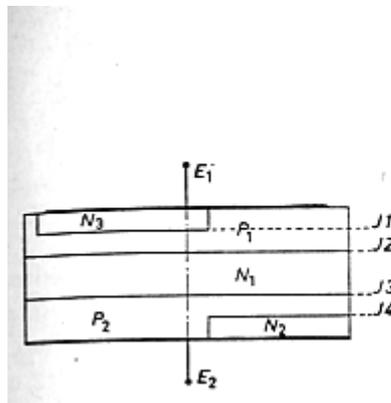


Fig.1.24: Rappresentazione semplificata del triac.

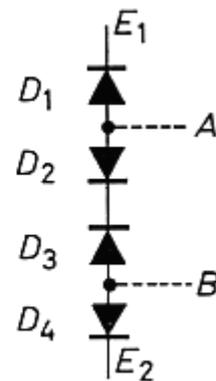


Fig. 1.25: Rappresentazione equivalente a diodi.

Quando l'ingresso E_2 è positivo rispetto a E_1 , a causa dello strato metallico, la tensione è applicata tra i punti B e E_1 del dispositivo; la giunzione J_2 (ovvero il diodo D_2) risulta polarizzata in inversa e anche in questo caso il triac è bloccato.

Il funzionamento bistabile, e quindi *lo stato di conduzione*, può essere ottenuto per le due polarità della tensione applicata agli ingressi E_1 ed E_2 per mezzo di segnali positivi o negativi applicati fra il Gate e l'ingresso E_1 .

In questo modo il triac può essere acceso nei quadranti I e III come indica la Fig. 1.26; in questa figura si ha la caratteristica elettrica del triac vista come la somma

della caratteristica diretta di un SCR di tipo P nel I quadrante e quella di un SCR di tipo N nel III.

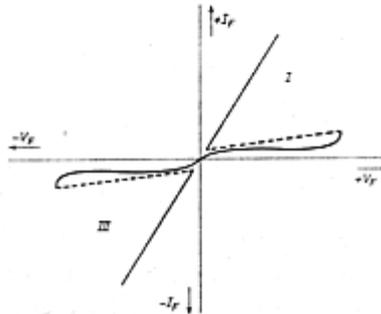


Fig. 1.26: Caratteristica diretta di un SCR di tipo P nel I quadrante e di tipo N nel III.

I quattro metodi di comando possono essere così riassunti (l'ingresso E_1 è sempre preso a riferimento):

- 1) E_2 positivo con comando sulla porta $G+$: *I quadrante*;
- 2) E_2 positivo con comando sulla porta $G-$: *I quadrante*;
- 3) E_2 negativo con comando sulla porta $G+$: *III quadrante*;
- 4) E_2 negativo con comando sulla porta $G-$: *III quadrante*.

Ingresso E_2 positivo e comando applicato alla porta $G+$

La conduzione ha luogo nel I quadrante e il diodo controllato elementare di tipo P è formato dagli strati P_2, N_1, P_1 e N_3 mentre il comando risulta applicato alla regione P più vicina al catodo.

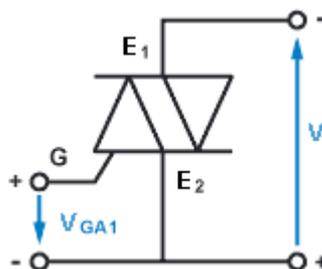


Fig. 1.27: E_2 positivo con comando positivo sulla porta $G+$: *I quadrante*

Questa costruzione, raffigurata in Fig. 1.28 comprende tre giunzioni: J_1 , J_2 e J_3 che costituiscono una rete di tre diodi in serie: D_1 , D_2 e D_3 .

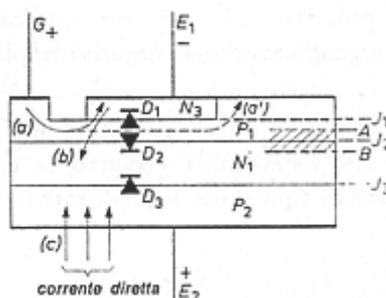


Fig. 1.28: Rappresentazione schematizzata della parte di cristallo interessata al comando del triac con E_2 positivo e impulso positivo sulla porta $G+$

A causa della polarità della tensione fra E_1 e E_2 solo il diodo D_2 risulta polarizzato inversamente; esso mantiene bloccato il dispositivo e la sola corrente che scorre è la corrente di dispersione di D_2 , rappresentata dalle frecce (c) di Fig.1.28.

La barriera di potenziale della giunzione J_2 è indicata parzialmente dall'area tratteggiata AB, che si estende, naturalmente, per tutta la lunghezza della giunzione.

Se la porta $G+$ viene resa positiva rispetto ad E_1 (ad esempio con un generatore di impulsi applicato alla porta $G+$) il diodo D_1 risulterà polarizzato in senso diretto e si avrà il passaggio di una corrente di lacune da P_1 a N_3 come indica la freccia (a) di Fig. 1.28. In corrispondenza di questa corrente diretta si avrà una corrente di elettroni che, facendo sempre riferimento alla Fig. 1.28, scorre da N_3 verso J_2 come indica la freccia (b).

Tuttavia si deve tener presente che a causa degli strati conduttori sulla superficie del triac, si ha anche una corrente derivata, indicata dalla freccia (a'), fra la porta $G+$ e lo strato metallico attraverso la regione P_1 . Questa corrente derivata viene naturalmente fornita dal generatore di impulsi e quindi la sensibilità della porta risulta ridotta di un rapporto 1:2 rispetto a quella di un normale SCR nelle stesse condizioni di funzionamento.

L'effetto di accensione è indicato più chiaramente in Fig. 1.29, che assieme alla rete a diodi equivalente, rappresenta solo la porzione di J_2 nella quale ha luogo la conduzione.

Gli elettroni provenienti da N_3 , che costituisce il catodo dell'SCR di tipo P elementare, penetrano nella barriera di potenziale di J_2 come indica la freccia (b) e si comportano qui come portatori liberi.

Si ha quindi una diminuzione di potenziale che consente una maggiore diffusione di lacune provenienti da P_2 , come indicano le frecce (c), e che costituisce, come già detto, la corrente inversa di D_2 .

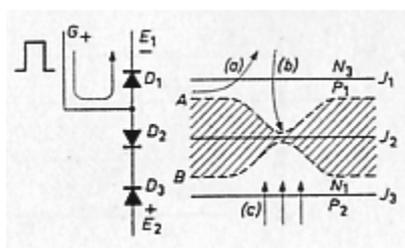


Fig. 1.29: Effetto di accensione del triac con E_2 positivo e impulso positivo sulla porta $G+$.

In questo punto di assottigliamento della barriera di potenziale, ben evidenziato nella Fig. 1.29, si produrrà una valanga locale che successivamente si estenderà all'intera superficie della giunzione; il dispositivo passerà quindi in conduzione come un normale SCR.

Ingresso E_2 positivo e comando applicato alla porta $G-$

Si fa riferimento alla situazione di Fig. 1.30.

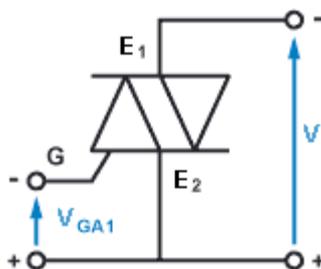


Fig. 1.30: E_2 positivo con comando negativo sulla porta $G-$: I quadrante.

Come nel caso precedente, siamo ancora in presenza di un diodo controllato di tipo P (costituito dagli strati P_2 , N_1 , P_1 e N_3), ma adesso si dovrà tenere conto anche di un ulteriore strato N_4 , che crea un quarto diodo (D_1) per il comando con segnali negativi (vedi Fig. 1.31).

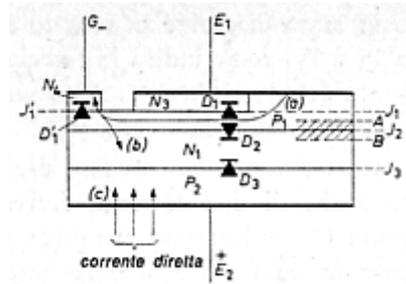


Fig. 1.31: Rappresentazione semplificata della parte di cristallo interessata al comando del triac con E_2 positivo e impulso negativo sulla porta G_- .

Dato che l'ingresso E_2 è ancora positivo rispetto a E_1 , il blocco si forma ancora una volta a livello della giunzione J_2 ; la corrente diretta del diodo D_3 è indicata dalle frecce (c).

Per portare in conduzione il dispositivo, come già detto, è necessario provocare la scomparsa della barriera AB in modo da produrre una valanga locale. Il fenomeno è raffigurato nella Fig. 1.32, dove si mostra anche la rete equivalente a diodi, che è la stessa di un SCR, ma con l'aggiunta del diodo D_1 costituito dagli strati P_1 e N_4 che formano la giunzione J_1 .

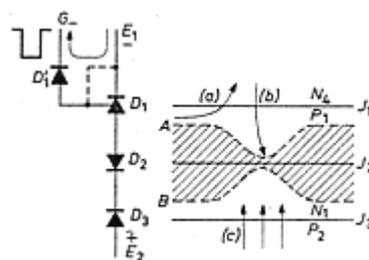


Fig. 1.32: Effetto di accensione del triac con E_2 positivo e impulso negativo sulla porta G_- .

Se si applica a G- un impulso che lo rende negativo rispetto a E_1 , si ha il passaggio di una corrente diretta nella giunzione P_1-N_4 nella direzione della freccia (a). Gli elettroni provenienti da N_4 penetreranno nella barriera di blocco AB come indica la freccia (b) e le lacune dello strato P_2 , rappresentati dalle frecce (c), si diffonderanno in maggior numero nella regione P_1 ; si avrà quindi l'inizio di una valanga locale che si estenderà all'intera area della giunzione.

Nonostante la piccola area della regione N_4 , che entra in gioco solo durante il comando, la sensibilità del dispositivo è solo poco inferiore di quella che si ha con l'utilizzo della porta G^+ .

Ingresso E_2 negativo con comando applicato alla porta G^+

Essendo E_2 negativo rispetto a E_1 (Fig. 1.33), la conduzione può avere luogo solo nel III quadrante.

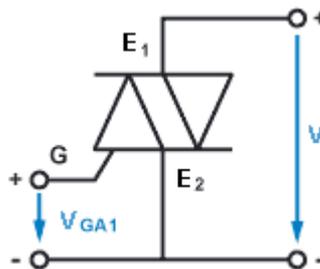


Fig. 1.33: E_2 negativo con comando positivo sulla porta G^+ : III quadrante.

Il diodo controllato elementare di tipo N è ora costituito dalle regioni P_1, N_1, P_2 e N_2 e il comando viene applicato alla regione N più vicina all'anodo.

La Fig. 1.34 mostra le tre giunzioni principali formate dalle diverse regioni J_2, J_3, J_4 e la giunzione addizionale (rispetto all'SCR elementare equivalente) J_1 , necessaria per comandare il dispositivo.

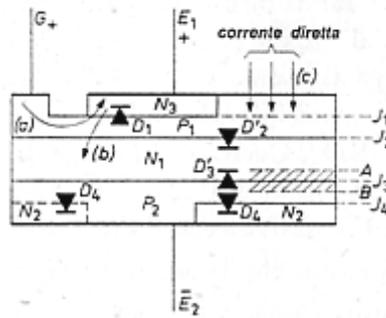


Fig. 1.34: Rappresentazione schematizzata della parte di cristallo interessata al comando del triac con E_2 negativo e impulso positivo sulla porta G^+ .

A causa dell'inversione delle polarità applicate agli ingressi rispetto ai casi precedenti, la barriera di potenziale di blocco AB si forma ora al livello della giunzione J_3 e mantiene il dispositivo in stato di blocco, mentre J_2 risulta polarizzata in senso diretto.

La corrente diretta che scorre attraverso il sistema, indicata dalle frecce (c), consiste solo nella corrente inversa del diodo D_3 .

Se si applica un impulso di comando che rende la porta G^+ positiva rispetto ad E_1 , si avrà il passaggio di una corrente diretta nel diodo D_1 , che rappresenta la giunzione P_1-N_3 , nella direzione della freccia (a). Gli elettroni provenienti dalla regione N_3 penetreranno nello strato N_1 e provocheranno una diminuzione del potenziale della barriera AB al livello della giunzione J_3 .

La Fig. 1.35 mostra più chiaramente l'effetto dell'accensione e riporta separatamente la rete di diodi D'_2 , D'_3 e D'_4 , che rappresentano l'SCR equivalente, e il diodo ausiliario D_1 necessario per il comando.

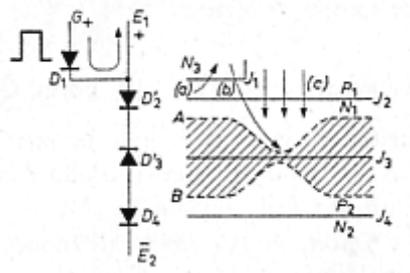


Fig. 1.35: Effetto di accensione del triac con E_2 negativo e impulso positivo sulla porta $G+$.

Dato che la polarizzazione della regione N_1 è più negativa di quella di N_3 , la corrente (c) aumenta, provocando un passaggio di elettroni dal “catodo” N_2 verso N_3 .

Ciò causa una valanga locale che permette al dispositivo di passare allo stato di conduzione. La Fig 1.35 rappresenta la rete di diodi equivalente della struttura, nella quale D_1 è completamente separato dai diodi D'_2 , D'_3 e D'_4 che costituiscono il diodo controllato elementare.

Tuttavia, si deve tener presente che questo metodo di comando rende il dispositivo ancor meno sensibile: la sensibilità di questo, difatti, sta in rapporto 1:4 rispetto a quella di un normale SCR.

Tale minore sensibilità è imputabile al fatto che la corrente di comando (a) è in opposizione con la corrente diretta (c) che scorre da E_1 a E_2 ; inoltre, tipicamente, l'area del catodo N_2 è relativamente piccola rispetto allo strato N_3 (come mostra, seppure schematicamente la Fig. 1.24) per cui lo spostamento di elettroni da N_2 a J_3 è ridotto, questo non favorisce una rapida scomparsa della barriera AB.

Ingresso E_2 negativo con comando applicato alla porta $G-$

Si continua a considerare l'ingresso E_2 negativo rispetto a E_1 e di applicare il comando (negativo) alla porta $G-$ (vedi Fig. 1.36).

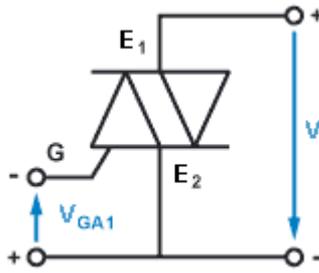


Fig. 1.36: E_2 negativo con comando negativo sulla porta G-: III quadrante.

Il diodo controllato elementare che si prenderà in esame è costituito dagli strati P_1 , N_1 , P_2 e N_2 e la Fig. 1.37 illustra le giunzioni di interesse; esse sono le stesse del caso precedente eccetto quella della porta ausiliaria formata dalle regioni P_1 - N_4 e rappresentata dal diodo D'_1 .

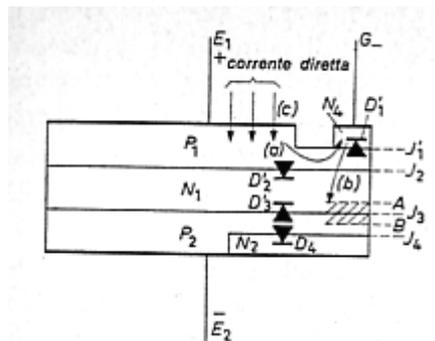


Fig. 1.37: Rappresentazione schematizzata della parte di cristallo interessata al comando del triac con E_2 negativo e impulso negativo sulla porta G-.

La corrente diretta da E_1 verso E_2 è ancora indicata dalle frecce (c) mentre le frecce (a) e (b) rappresentano rispettivamente la corrente diretta di comando e la risultante corrente di elettroni (di entrambe si parlerà subito di seguito).

Al fine di ottenere la commutazione del triac nello stato di conduzione si vuole far scomparire la barriera di potenziale della giunzione J_3 , bene evidenziata, insieme alla rete di diodi equivalente e al diodo ausiliario D'_1 , nella Fig. 1.38.

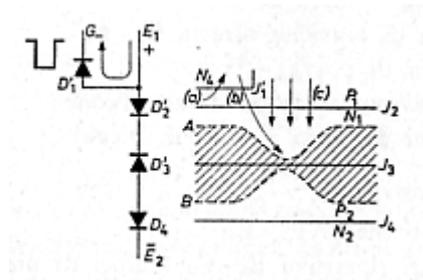


Fig. 1.38: Effetto di accensione del triac con E_2 negativo e impulso negativo sulla porta G-.

Il metodo adottato è lo stesso dei casi precedenti. Se rendiamo G- negativo rispetto all'ingresso E_1 , nel diodo D'_1 scorrerà una corrente diretta che provocherà un flusso di elettroni, indicati dalla freccia (b); tale flusso penetrerà nella regione N_1 causando una diminuzione della polarizzazione inversa di J_3 , che permetterà a sua volta un passaggio maggiore di lacune, provenienti da P_1 , verso P_2 .

Associata a tale corrente, vi sarà un aumento del flusso, attraverso J_3 , di elettroni provenienti dal catodo, con conseguente formazione locale della valanga, che porterà alla conduzione del triac.

Questo metodo di comando, sebbene simile a quello precedente, ha una sensibilità paragonabile a quelle dei casi analizzati con E_2 positivo rispetto a E_1 . Infatti la direzione della corrente di gate (a) è la stessa della corrente (c); inoltre l'area del catodo N_2 , essendo tipicamente maggiore di quella di N_4 , provoca la diffusione di un maggior numero di elettroni da N_2 verso J_3 e facilita la formazione locale della valanga.

1.2.4. Funzionamento a quattro quadranti

Sebbene quanto detto nel paragrafo precedente è perfettamente valido per considerazioni teoriche, tuttavia, spesso nella pratica, considerando che la porta G+ e la porta G- costituiscono un unico contatto con l'esterno (G), si parla di un funzionamento a quattro quadranti in questi termini (si ricordi che i simboli MT1 e

MT2, che si useranno da qui in poi per congruenza con la maggior parte dei datasheets, sono del tutto equivalenti rispettivamente a E_1 ed E_2):

1° quadrante: Il terminale MT2 è positivo rispetto al terminale MT1; la corrente che attraversa il triac scorre infatti dall'alto verso il basso nella Fig.1.39. Il gate, a sua volta, è positivo rispetto ad MT1, ed infatti la corrente di gate risulta "entrante" ($I_G > 0$);

2° quadrante: MT2 è sempre positivo rispetto ad MT1, mentre il gate è negativo; la corrente di gate è una corrente "uscente" ($I_G < 0$);

3° quadrante: MT2 è negativo rispetto ad MT1, ed infatti la corrente attraversa il triac dal basso verso l'alto nella Fig. 1.39; la tensione applicata al gate è negativa rispetto ad MT1;

4° quadrante: MT2 è negativo rispetto ad MT1, mentre al gate viene applicata una tensione positiva.

La Fig. 1.39 chiarisce in forma grafica quanto detto.

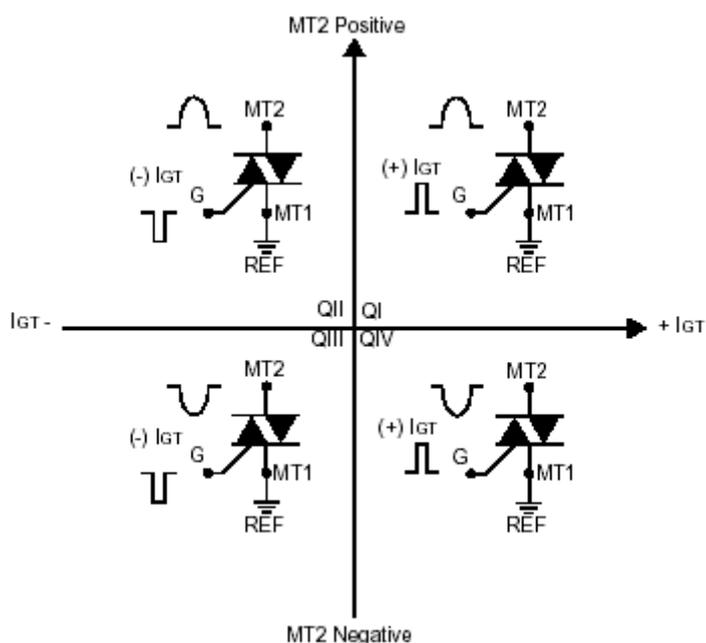


Fig. 1.39: Grafico a quattro quadranti.

La scelta di far lavorare il triac in un quadrante piuttosto che un altro, ovvero di scegliere una tensione di gate positiva o negativa, modifica in modo più o meno importante le prestazioni del dispositivo.

In seguito alla disposizione fisica degli strati di semiconduttore che compongono il triac, infatti, i valori di alcuni importanti parametri (di cui si parlerà meglio nel prossimo paragrafo) come la "latching current" (I_L), la "holding current" (I_H) e la "gate trigger current" (I_{GT}), variano da un quadrante all'altro.

Il funzionamento più utilizzato è quello corrispondente ai quadranti 1° e 3°, ovvero quando la tensione applicata al gate ha la stessa polarità di quella applicata al terminale MT2; in tali quadranti si ottiene un'ottima sensibilità di gate (coerentemente a quanto detto nel paragrafo precedente). Quando non è possibile lavorare in detti quadranti, la migliore alternativa è quella di utilizzare la coppia di quadranti 2° e 3°. E' difficile per un triac lavorare nel 2° quadrante quando la corrente dei terminali principali è molto bassa.

Tipicamente il 4° quadrante presenta, fra tutti, la più bassa sensibilità di gate.

1.2.5. Parametri fondamentali del triac

I problemi connessi a tensioni di picco istantanee non ripetitive e quelli riguardanti il fattore dV_{AK}/dt e dI_{AK}/dt per i triac sono praticamente gli stessi di quelli per i diodi controllati, già trattati precedentemente.

Per comodità e chiarezza, segue una tabella che riepiloga le principali grandezze caratteristiche del triac:

	BREAKOVER POINT	punto della caratteristica tensione-corrente in cui la resistenza differenziale assume valore zero
	OFF-State	condizione del tiristore caratterizzata da alta resistenza differenziale e passaggio di corrente quasi nullo
	ON-State	condizione del tiristore caratterizzata da bassa resistenza differenziale e passaggio della corrente principale fra i "main terminals"

	Critical Rate-of-Rise of Commutation Voltage of a Triac (Commutating dv/dt)	il minimo valore della velocità di salita della tensione principale, che provoca la commutazione del tiristore dallo stato OFF allo stato ON
	Critical Rate-of-Rise of On-State Current (di/dt)	la massima velocità di crescita della corrente principale che il tiristore può sopportare senza deteriorarsi
I_{GT}	GATE TRIGGER CURRENT	la minima corrente richiesta dal gate per far commutare il triac dallo stato OFF allo stato ON
V_{GT}	GATE TRIGGER VOLTAGE	la tensione da applicare sul gate per ottenere la commutazione
I_L	LATCHING CURRENT	il valore minimo di corrente tra anodo e catodo richiesto per mantenere il tiristore in stato di conduzione, immediatamente dopo la commutazione da OFF a ON e la rimozione della tensione di gate
I_H	HOLDING CURRENT	il valore minimo di corrente tra anodo e catodo richiesto per mantenere il tiristore nello stato di conduzione

Ai parametri della tabella va, tuttavia, aggiunta una grandezza che in alcune applicazioni può rivestire un ruolo importante: la minima durata dell'impulso (**Pulse Width**) sul gate necessaria per un corretto comando.

In Fig. 1.40 a), infine, è illustrata la caratteristica corrente-tensione tra i terminali principali del triac con relativi punti notevoli; nella Fig. 1.40 b) sono evidenziate I_H e I_L .

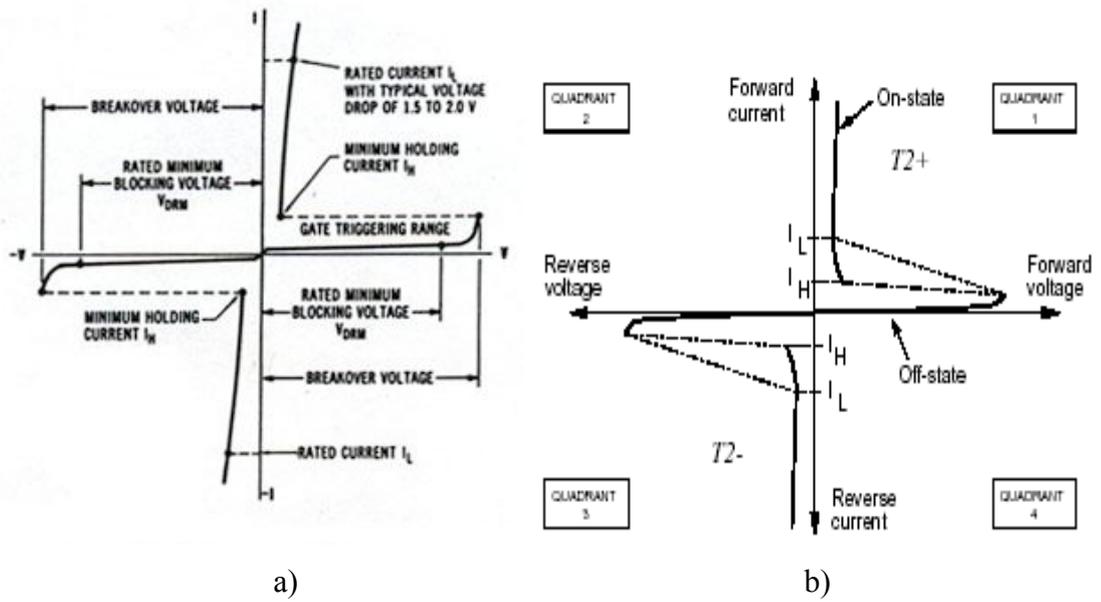


Fig. 1.40: a) Caratteristica I-V tra MT2 e MT1 tipica del triac; **b)** Caratteristica del triac con in evidenza I_H e I_L .

Capitolo 2

2.1 Descrizione del dispositivo

2.1.1. Introduzione

In questo capitolo si descriverà il dispositivo oggetto del presente lavoro di tesi e saranno fatte alcune proposte sulle sue possibili applicazioni.

Per un'analisi più chiara e accurata si preferisce suddividere l'architettura del dispositivo in blocchi, come in Fig. 2.1.

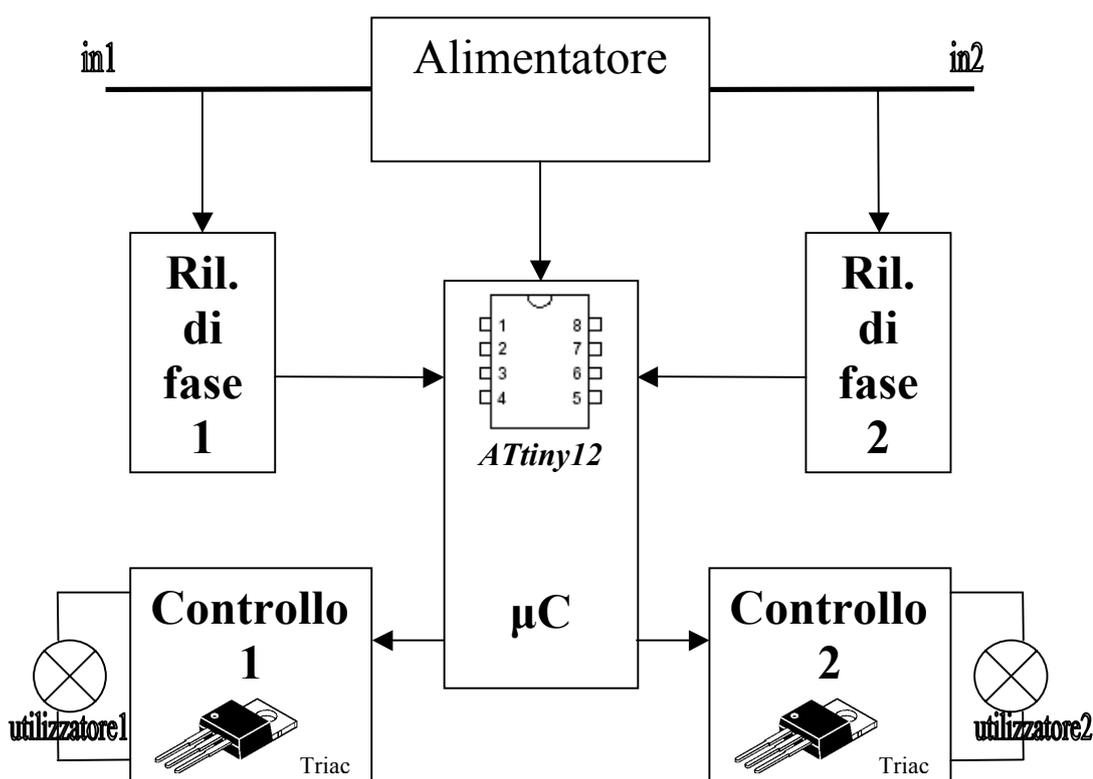


Fig 2.1: Schema a blocchi del dispositivo.

Di seguito si descriveranno uno ad uno tutti i blocchi.

2.1.2. Alimentatore

Il dispositivo possiede due ingressi per l'alimentazione; si prevede che entrambi siano collegati alla rete elettrica domestica.

Per maggiore flessibilità di applicazione è possibile scegliere tra diverse soluzioni:

- alimentare un solo ingresso;
- alimentare entrambi gli ingressi con la stessa fase;
- alimentare entrambi gli ingressi ma con fasi diverse.

Ovviamente se si sceglie di alimentare un solo ingresso si deve usare solo l'utilizzatore corrispondente.

Il blocco alimentatore ha lo scopo di fornire energia al microcontrollore, il quale ha bisogno (per l'applicazione di cui si parla) di una tensione di alimentazione costante di 5 V. Allora, visto che gli ingressi dell'alimentatore sono entrambi sinusoidali con valore efficace di 230 V, il compito di tale blocco è quello di raddrizzare la corrente e limitare l'ampiezza della tensione a 5 V.

Con lo scopo di ridurre l'ingombro e i costi, si è scelto di non utilizzare uno schema classico con trasformatore e ponte di Graetz (vedi Fig. 2.2) ma piuttosto di optare per un circuito alternativo.

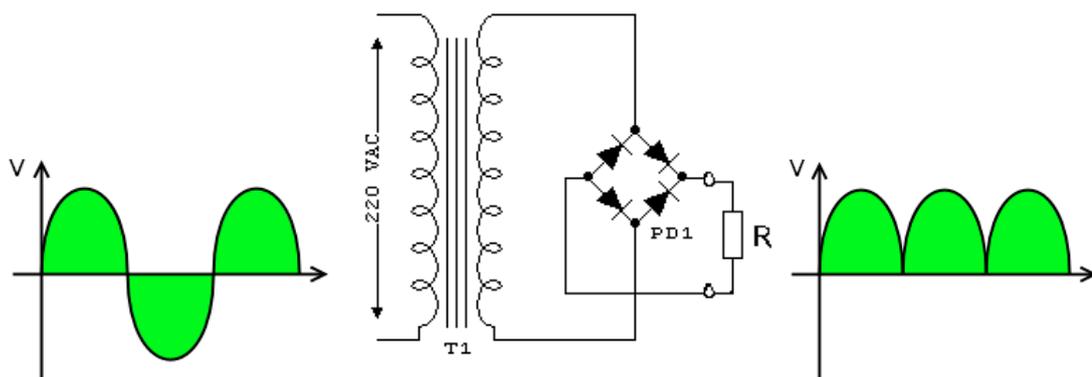


Fig. 2.2: Raddrizzatore a doppia semionda con trasformatore e ponte a diodi.

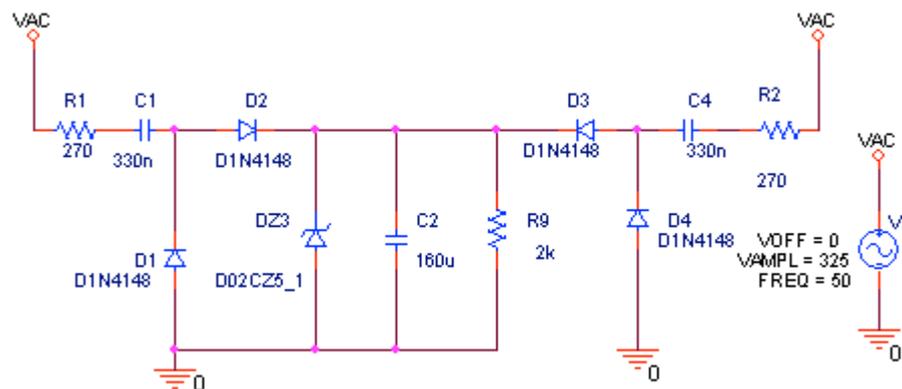


Fig. 2.3: Primo schema circuitale dell'alimentatore.

Il primo schema circuitale progettato per l'alimentatore è quello di Fig. 2.3, nella quale, si noti, è stato ipotizzato di alimentare entrambi gli ingressi con la stessa sorgente (VAC).

Tale circuito può essere suddiviso in due parti identiche e speculari rispetto a C_2 quindi, sebbene da qui in avanti per l'analisi del blocco alimentatore ci si riferirà solo alla parte sinistra, quanto detto vale anche per la parte destra.

L'alimentatore, più precisamente la parte sinistra di esso, è costituito da un partitore capacitivo (C_1 e C_2 di Fig. 2.3) che ha il compito di ridurre l'ampiezza della tensione in ingresso (VAC), da due diodi 1N4148 (D_1 e D_2 di Fig. 2.3) che raddrizzano la corrente e da un diodo zener (D_{Z3}) che ha come scopo quello di limitare la tensione a un valore massimo di 5.1 V (pari al valore di V_Z). La resistenza R_1 serve esclusivamente a ridurre la corrente di picco nei transistori.

Le simulazioni elettriche (effettuate con il simulatore elettrico Spice) che sono seguite, non si sono rivelate del tutto soddisfacenti. Dalla Fig. 2.4 infatti si può notare come, dopo un breve transitorio, si raggiunga una tensione di 5 V affetta da un ripple che è stato ritenuto troppo pronunciato, tanto da poter essere dannoso per il corretto funzionamento del microcontrollore.

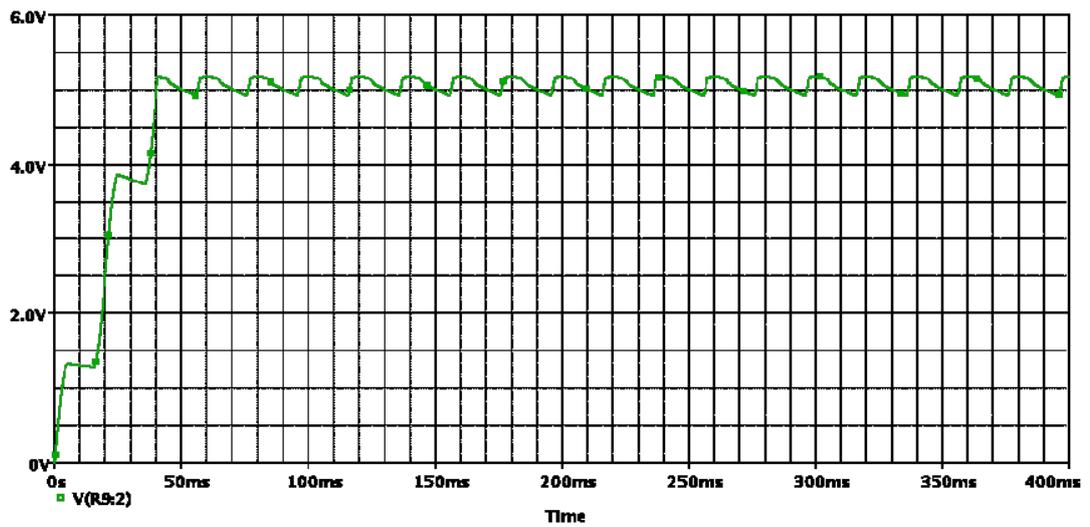


Fig. 2.4 : Simulazione dell'andamento della tensione in uscita al primo alimentatore progettato.

Allora si è deciso di usare un regolatore di tensione che fornisca in uscita una tensione costante di 5 V. Dopo qualche ricerca si è optato per l'MC7805, un regolatore di tensione positiva che, data una tensione positiva di ingresso di ampiezza superiore a 7 V, è in grado di attenuare il ripple fino a 83 dB.

Successivamente si è variato il valore di C_2 (condensatore facente parte del partitore capacitivo), cambiato il diodo zener D_{Z3} con uno che presenta $V_Z=8.2$ V e aggiunto l'MC7805, il quale richiede, per garantire la stabilità, un condensatore in ingresso (C_3) con capacità pari a $0.33 \mu\text{F}$ e uno in uscita (C_7) di $0.1 \mu\text{F}$ (il circuito così modificato è rappresentato in Fig. 2.5).

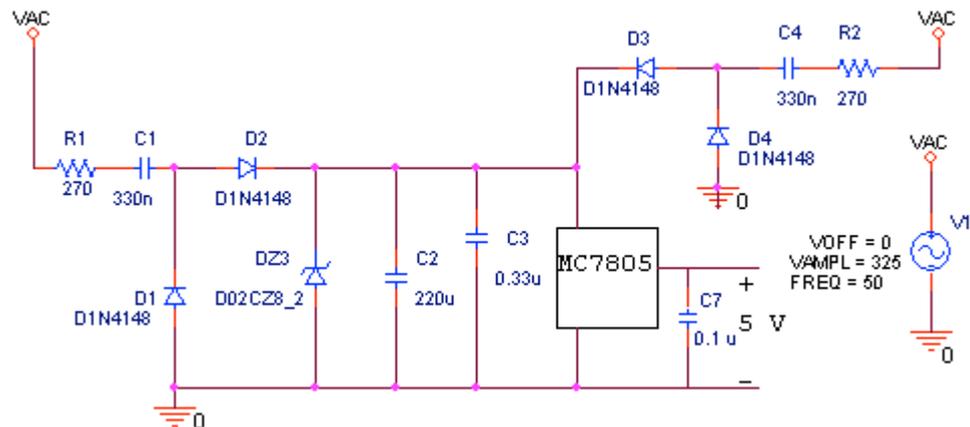


Fig. 2.5: Schema circuitale dell'alimentatore con il regolatore di tensione MC7805.

In Fig. 2.6 è riportato l'andamento simulato della tensione a monte del regolatore di tensione: la tensione minima raggiunta a regime è di 7.75 V, valore ragionevolmente superiore a 7 V, quindi si può essere sicuri del fatto che il ripple sarà ben attenuato dal regolatore di tensione.

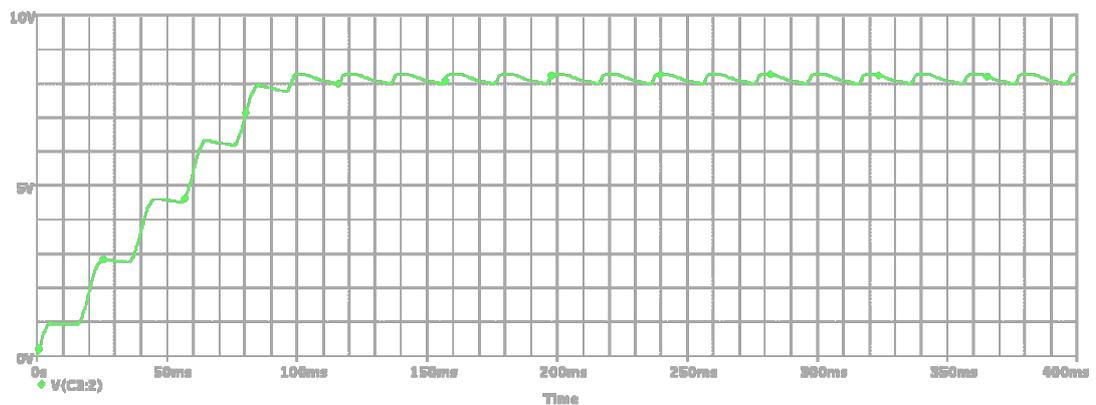


Fig.2.6: Andamento simulato della tensione in ingresso al regolatore di tensione.

La tensione di uscita dell'MC7805, e quindi quella in uscita al blocco alimentatore, sarà una tensione costante di 5 V.

2.1.3. Rilevatore di fase

Il compito del blocco rilevatore di fase è quello di fornire al microcontrollore l'informazione della fase della tensione di rete in ingresso al blocco alimentatore.

In particolare il rilevatore di fase 1 fornisce informazioni sulla fase della tensione applicata a in1 di Fig. 2.1 e il rilevatore di fase 2, come è facile intuire, della tensione applicata a in2, facendo sempre riferimento alla medesima figura.

Il blocco rilevatore di fase (il cui schema circuitale è rappresentato in Fig. 2.7) è costituito da un condensatore in poliestere (C_5 per rilevatore di fase 1 e C_6 per il rilevatore di fase 2), capace di sopportare tensioni fino a 630 V; da un diodo e da un diodo zener (rispettivamente D_5 e D_{Z1} per il rilevatore di fase 1, D_{Z2} e D_6 per il rilevatore di fase 2) che fanno in modo che le tensioni V_1 e V_2 , in ingresso al blocco μC , non raggiungano mai un valore massimo positivo superiore a 5.5 V e un valore massimo negativo inferiore a -0.5 V (come specificato nel datasheet del microcontrollore utilizzato).

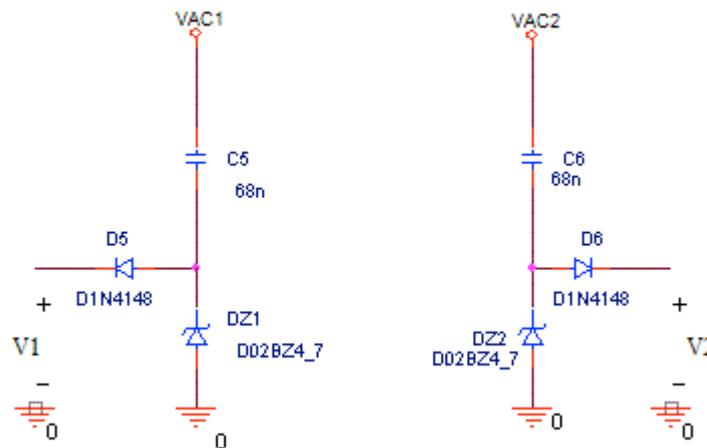


Fig. 2.7: schema circuitale del rilevatore di fase 1 (a sinistra) e del rilevatore di fase 2 (a destra).

Le tensioni V_1 e V_2 hanno un andamento ben approssimabile a un'onda quadra (vedi Fig. 2.8) che in ingresso al microcontrollore fornisce allo stesso alternativamente uno

‘0’ e un ‘1’ logico. Quest’ultima affermazione è supportata dal fatto che il valore alto raggiunto dalla tensione in uscita al blocco rilevatore di fase è ragionevolmente superiore alla V_{IH} minima riportata dal datasheet del microcontrollore ($0.6V_{CC}$) la quale, facendo riferimento alle condizioni di utilizzo ($V_{CC}=5$ V), risulta essere pari a 3 V.

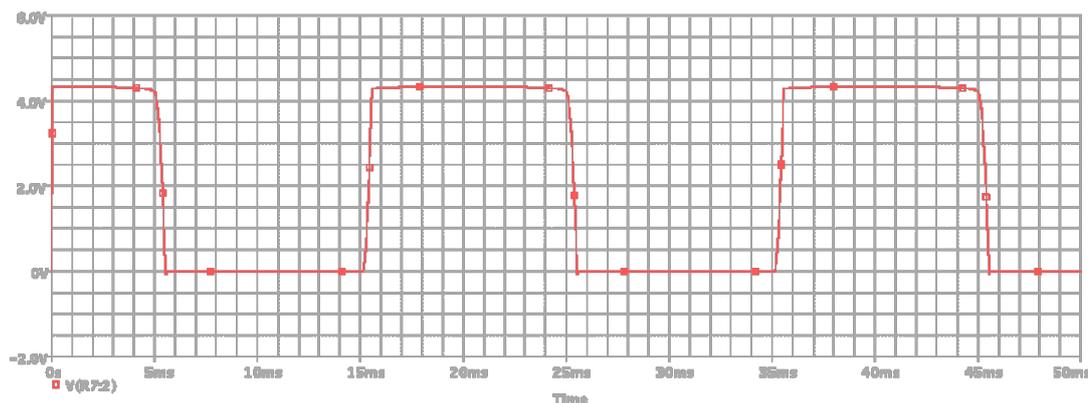


Fig. 2.8: Andamento della tensione V in uscita al rilevatore di fase.

Occorre notare che l’onda quadra con la quale si può approssimare l’uscita del blocco rilevatore di fase raggiunge il livello alto quando la sinusoide di rete (V_{AC1} per il rilevatore di fase 1 e V_{AC2} per il rilevatore di fase 2) raggiunge il valore di picco negativo e ritorna a zero quando la sinusoide assume il valore massimo positivo, per cui i due segnali risultano sfasati di $\pi/2$; come d’altronde era immaginabile data la presenza del condensatore (C_5 o C_6 a seconda che si faccia riferimento al blocco di destra o a quello di sinistra in Fig. 2.7). Lo sfasamento dell’onda quadra rispetto alla sinusoide è ben visibile in Fig. 2.9, nella quale si intende rappresentare le tensioni sia per il blocco 1 che per il blocco 2, data la perfetta equivalenza.

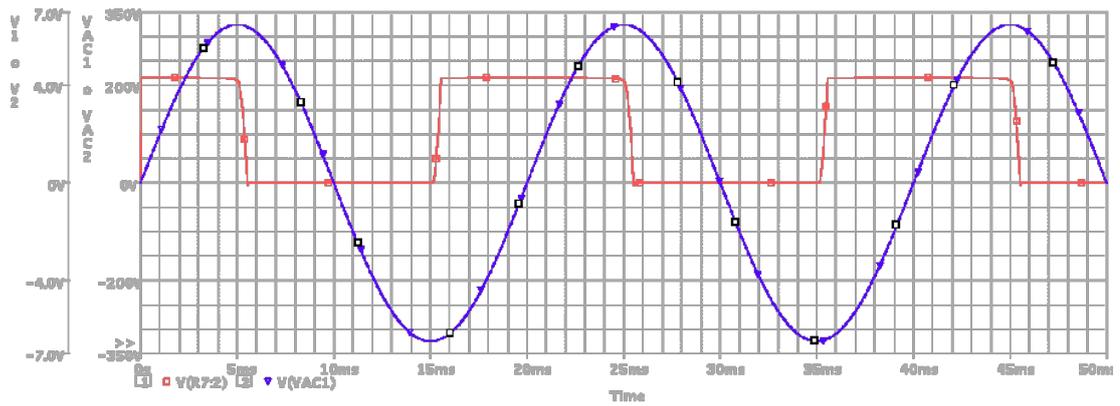


Fig. 2.9: Andamento della tensione in uscita al rilevatore di fase sovrapposto a quello della tensione di rete: i due segnali sono sfasati di $\pi/2$.

2.1.4. Controllo

I blocchi di controllo hanno il compito di fornire o meno energia agli utilizzatori, ovvero di accenderli o spegnerli.

Entrambi i blocchi di controllo (anch'essi come gli utilizzatori e i rilevatori di fase sono in numero di due) hanno lo stesso schema circuitale, rappresentato in Fig. 2.10.

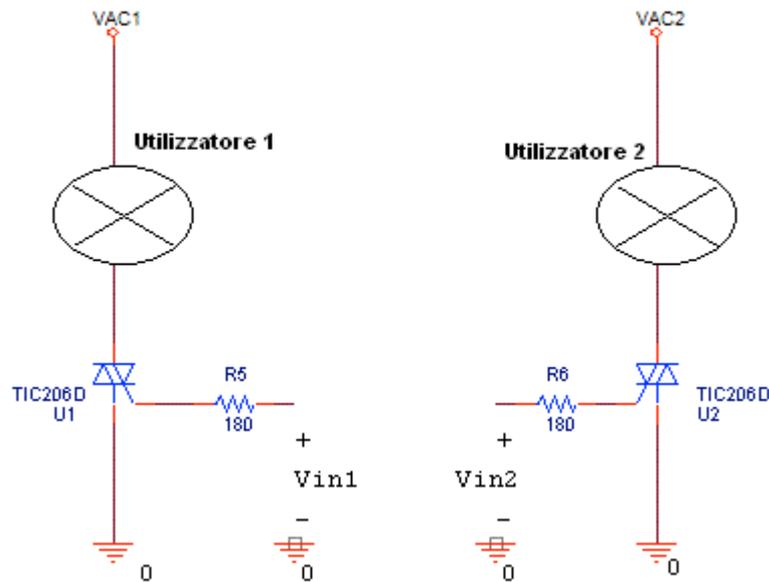


Fig.2.10: Rappresentazione circuitale del blocco di controllo 1 (a sinistra) e del blocco di controllo 2 (a destra).

Il componente “fondamentale” di tale blocco è il triac (ampiamente descritto nel capitolo 1): esso, sfruttando le proprie caratteristiche di “relè elettronico”, funziona da vero e proprio interruttore per l’utente che è collegato al terminale MT2 e alla tensione di alimentazione di rete.

Sul gate del triac è presente una resistenza (R_5 per il blocco controllo 1 e R_6 per il blocco controllo 2), dimensionata in modo che nel peggiore dei casi sia attraversata da una corrente superiore a quella minima richiesta dal gate per avere la certezza della commutazione del triac (I_{GT}), ovvero deve sempre verificarsi:

$$I_G > I_{GT} \quad (2.1)$$

Dalla 2.1 si può impostare facilmente la disequazione 2.2 considerando il fatto che si è usato un triac modello TIC206, il quale nel primo quadrante presenta una $I_{GT}=5$ mA e una $V_{GT}=2$ V, e che il peggiore ‘1’ logico di uscita del microcontrollore (V_{OH} minima) garantito dal suo datasheet per $V_{CC}=5$ V è pari a 4.3 V.

$$\frac{V_{OH\min} - V_{GT}}{R_5} > I_{GT} \Rightarrow R_5 = R_6 < \frac{V_{OH\min} - V_{GT}}{I_{GT}} = \frac{4.3\text{ V} - 2\text{ V}}{5\text{ mA}} = 460\ \Omega \quad (2.2)$$

In seguito ai risultati numerici ottenuti dalla 2.2, si è scelto un valore delle resistenze R_5 e R_6 pari a 180 Ω , così da garantire un ragionevole margine sul valore di I_G durante l’impulso di controllo (con questa scelta la I_G sarà di almeno 12.5 mA).

L’ultima, ma non meno importante considerazione da fare sul blocco di controllo riguarda la durata dell’impulso applicato sul gate dei triac: essi dovranno essere di almeno 20 μ s per garantire la commutazione dei dispositivi.

2.1.5. Microcontrollore

Il microcontrollore utilizzato è un Atmel ATtiny12V, un oggetto con una memoria Flash di 1 K, con una EEPROM di 64 k, 32 registri, una tensione di alimentazione che può variare da 1.8 V a 5.5 V e una frequenza dell'oscillatore interno variabile da 0 a 1.2 MHz.

Il microcontrollore in oggetto ha 8 pin, la cui configurazione è illustrata in Fig. 2.11.

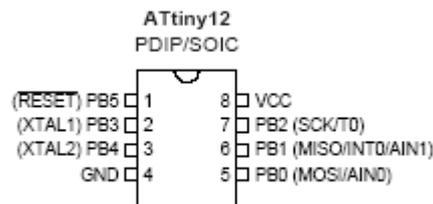


Fig. 2.11: Configurazione dei pin del microcontrollore ATtiny12.

I pin del microcontrollore nel progetto in analisi sono così collegati (vedi Fig. 2.12):

- *Pin 1*: collegato all'uscita dell'alimentatore attraverso una resistenza (pull-up resistivo);
- *Pin 2*: collegato all'uscita del rilevatore di fase 1;
- *Pin 3*: collegato all'ingresso del comando 1;
- *Pin 4*: collegato a massa;
- *Pin 5*: N.C.;
- *Pin 6*: collegato all'ingresso del comando 2;
- *Pin 7*: collegato all'uscita del rilevatore di fase 2;
- *Pin 8*: collegato all'uscita dell'alimentatore.

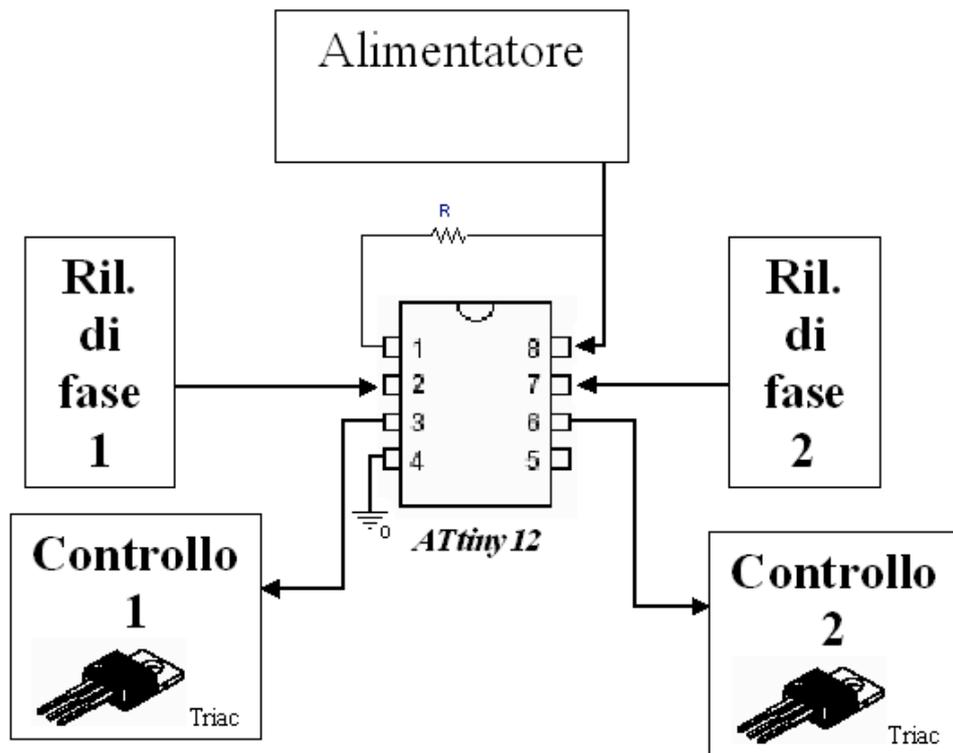


Fig. 2.12: Collegamento dei pin del microcontrollore.

Il compito del microcontrollore è quello di comandare i blocchi di controllo 1 e 2 in modo da spegnere o accendere i due utilizzatori corrispondenti. Tale controllo come già detto avviene attraverso i triac, i quali vengono mandati in conduzione inviando un certo impulso di controllo sul pin 3 o sul pin 6 (a seconda se si voglia accendere rispettivamente l'utilizzatore 1 o l'utilizzatore 2) nell'istante opportuno.

Certamente tale istante dipenderà dalle applicazioni.

Se ad esempio si vuole mandare in conduzione il triac del blocco di controllo 1 (e quindi tenere acceso l'utilizzatore 1) per entrambi i semicicli della sinusoide di rete applicata a in1 (vedi Fig. 2.1), allora si programmerà il microcontrollore in modo che esso imponga il livello alto sul pin 3, per una durata superiore ai 20 μ s, ogni volta che la sinusoide assume valore nullo.

L'informazione sulla fase della sinusoide di rete applicata a in1, e quindi sull'istante in cui essa si azzerà, è data dal rilevatore di fase 1; ovviamente il rilevatore di fase 2 avrà il compito di dare informazioni circa la fase della sinusoide applicata a in2.

In particolare tali informazioni vanno lette negli andamenti dei segnali di uscita dei blocchi rilevatori di fase, ovvero in ingresso ai pin 2 e 7.

A tale proposito occorre ricordare che l'onda quadra prodotta dal rilevatore di fase è sfasata di $\pi/2$ rispetto alla sinusoide corrispondente e quindi, considerando che la tensione di rete ha una frequenza di 50 Hz, l'onda quadra raggiunge il livello alto (con le dovute approssimazioni) 5 ms prima e 5 ms dopo che la sinusoide si è azzerata.

Facendo nuovamente riferimento all'esempio di cui sopra, la programmazione del microcontrollore sarà fatta in modo che, per tutto il periodo in cui si vuole fornire energia all'utilizzatore 1, il microcontrollore invii un impulso sul pin 3 (5 ms dopo che il rilevatore di fase 1 ha imposto il livello alto sul pin 2) seguito da un altro a distanza di 10 ms.

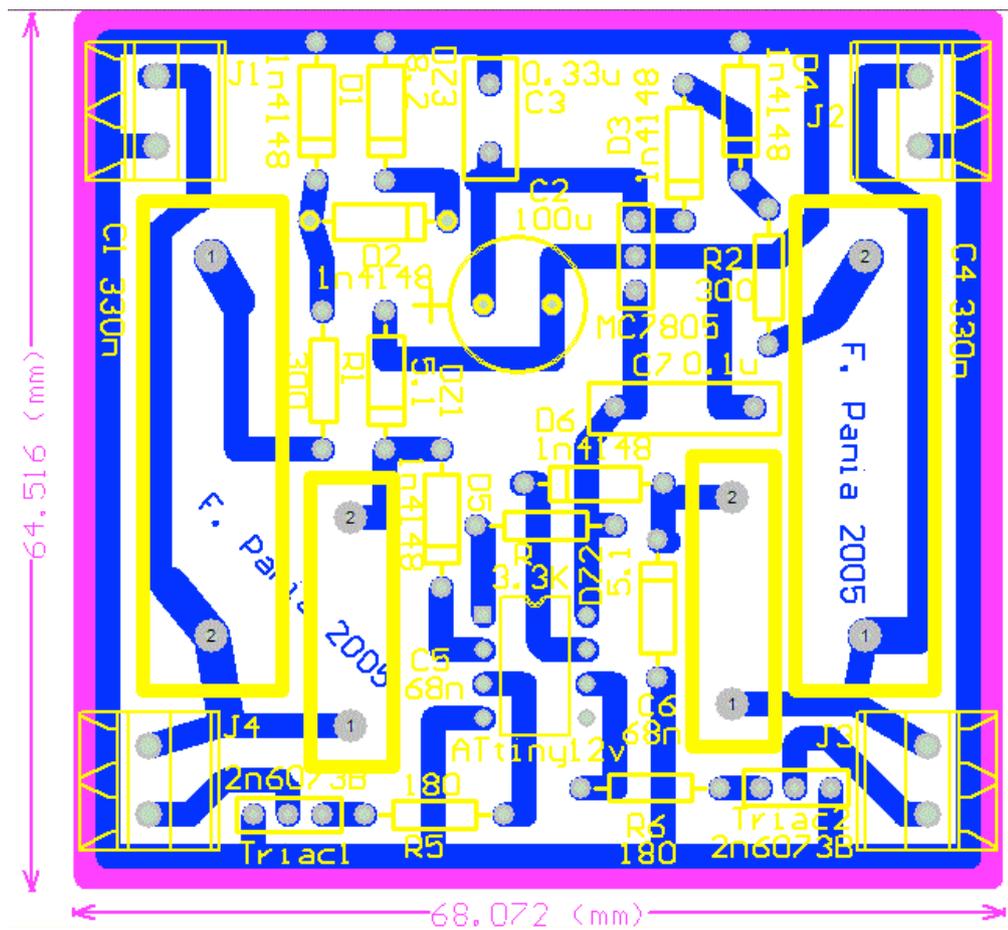
E' evidente che la situazione precedentemente descritta è solo una di quelle che si possono prospettare: è infatti possibile comandare allo stesso modo anche l'utilizzatore 2 o entrambi gli utilizzatori, utilizzando due sinusoidi con la stessa fase o con fasi differenti.

Se si volesse, inoltre, fornire energia all'utilizzatore per solo metà periodo della sinusoide basterebbe mandare un solo impulso per periodo; se invece si vuole far condurre il triac per una frazione qualsiasi del periodo, basta scegliere l'istante giusto nel quale mandare l'impulso sul gate (per questo si rimanda al paragrafo 1.2.1 e in particolare alla Fig. 1.19 b) e c)); è possibile anche, semplicemente programmando opportunamente il microcontrollore, variare nel tempo la potenza media nel periodo della sinusoide fornita all'utilizzatore.

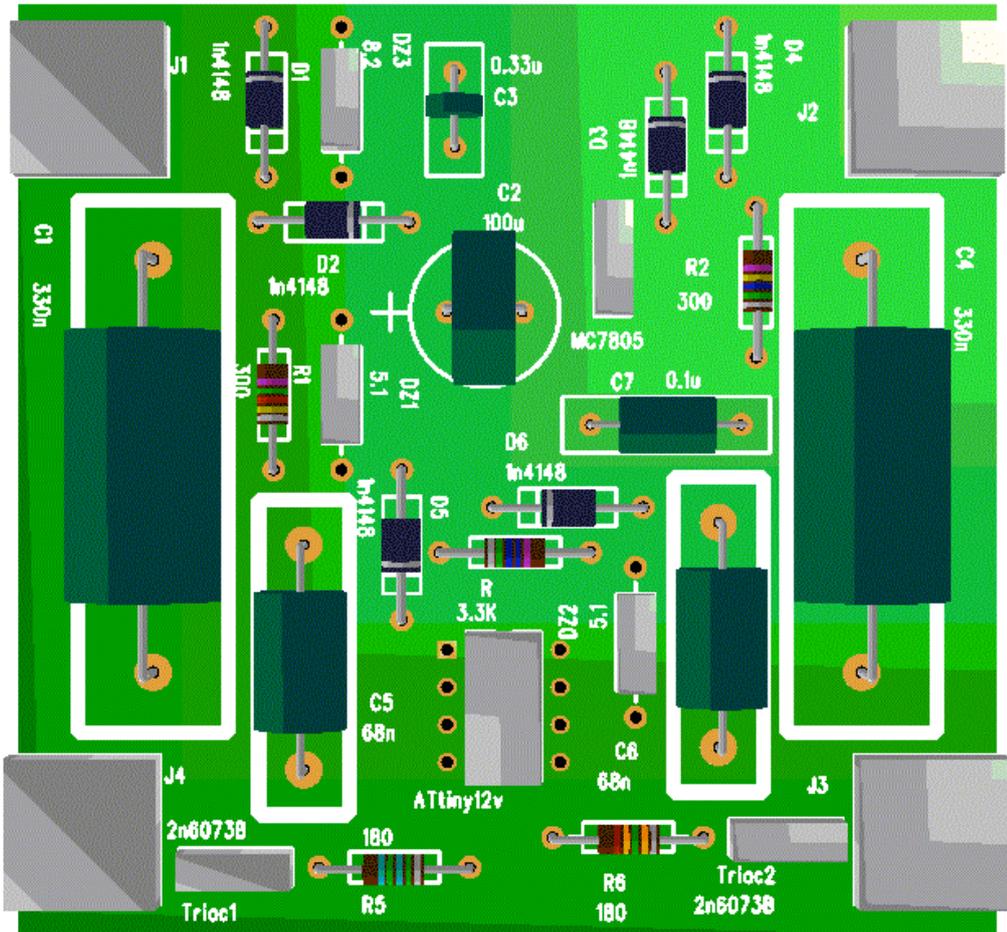
2.1.6. Montaggio e test

Alla progettazione circuitale del dispositivo oggetto del presente lavoro di tesi, è seguita la progettazione del PCB.

In particolare tale tipo di progettazione (il cui risultato è riportato in Fig. 2.13) ha tenuto in buona considerazione la minimizzazione dell'ingombro.



a)



b)

Fig. 2.13 : a) Progetto del PCB. b) Vista 3D del PCB progettato.

Superata la fase di progetto e reperiti i materiali e i componenti, si è passati alla fase realizzativa. Tale fase ha compreso la realizzazione del circuito stampato e il montaggio e la saldatura dei componenti discreti sulla scheda.

La Fig. 2.14 è una foto del risultato finale.

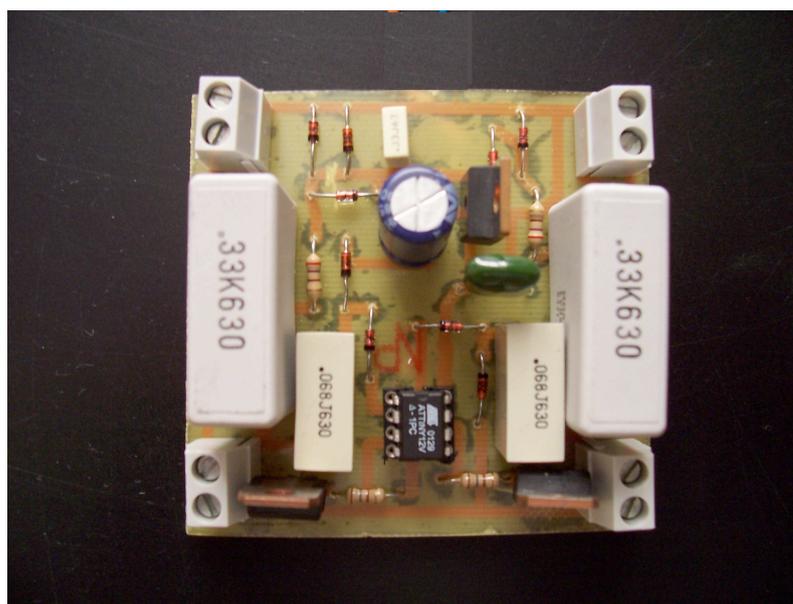


Fig. 2.14: Fotografia del dispositivo realizzato.

Realizzato il dispositivo, lo si è sottoposto a test.

A tale scopo sono stati scritti alcuni programmi in linguaggio Assembler che, caricati sul microcontrollore attraverso lo starter kit Atmel, verificassero il corretto funzionamento del dispositivo.

Di seguito si vuole descrivere un semplice programma che è stato capace di testare completamente, e in tutte le sue funzioni, il dispositivo.

Tale programma implementa una intermittenza, della durata di 1 s, dell'accensione di entrambi gli utilizzatori; se poi a in1 e a in2 è applicata la stessa alimentazione (e quindi in1 e in2 hanno la stessa fase) l'intermittenza dei due utilizzatori dovrebbe risultare alternata, ovvero nel secondo in cui l'utilizzatore 1 è spento, l'utilizzatore 2 è acceso e viceversa.

Nella Fig. 2.15, facendo riferimento al programma di cui sopra, è rappresentato l'andamento della tensione sinusoidale applicata a in1 e in2, sovrapposto a quello della tensione in uscita ai rilevatori di fase e a quello della tensione di gate del triac (nel caso di '1' logico migliore, ovvero pari a 5 V, fornito dal pin del microcontrollore) nel secondo in cui questo è mandato in conduzione.

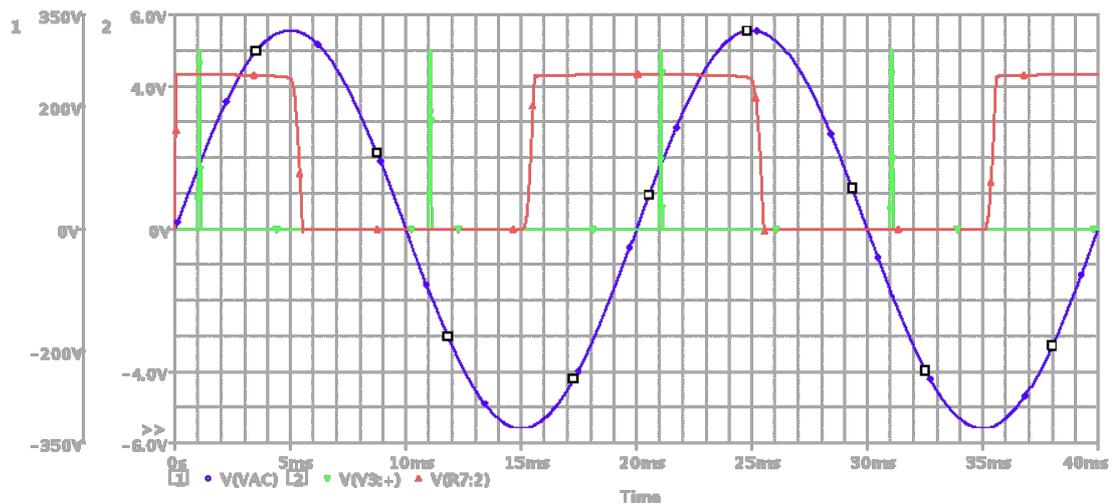


Fig. 2.15: Andamento della tensione di rete sovrapposto a quello della tensione in uscita ai rilevatori di fase e a quello della tensione di gate del triac.

Si noti che gli impulsi di comando sono applicati 1 ms dopo che la sinusoide si azzerava. E' stata fatta questa scelta per garantire una certa robustezza ai possibili errori di timer del microcontrollore; infatti 1 ms è un margine temporale tale da poter dare la certezza che una non perfetta sincronizzazione non dia luogo a malfunzionamenti del dispositivo. Nello stesso tempo, considerando che il dispositivo ha applicazioni domestiche, ridurre il tempo di conduzione del triac di 1 ms per semiciclo (il quale ha una durata di 10 ms) risulta essere irrilevante.

Di seguito sono riportate le righe di comando, integrate da alcuni commenti (in verde), che compongono il programma di cui si è parlato:

```
.include "tn12def.inc"
--inizializzazione dei registri--
ldi r21,100
ldi r16,16
ldi r17,2
ldi r18,18
```

start:

ldi r25,87

ldi r26,10

ldi r19,6

clr r20

ldi r27,2

out ddrb,r18

comparo:

--attende che il pin 2, ovvero quello collegato all'uscita del rilevatore di fase 1,
sia a '0'--

ldi r21,100

in r24,pinb

andi r24,8

cpir24,0

brne comparo

rcall comparo_alto

comparo_basso:

--attende che il rilevatore di fase 1 sia al livello basso--

in r24,pinb

andi r24,8

cpir24,0

brne comparo_basso

rjmp ritardo

comparo_alto:

--attende che il pin 2, ovvero quello collegato all'uscita del rilevatore di fase 1,
sia ad '1'--

ldi r27,2

```
in r24,pinb
andi r24,8
cpi r24,8
brne comparo_alto
rjmp ritardo
```

ritardo:

--ritarda di 6 ms--

```
dec r25
```

```
brne ritardo
```

```
dec r26
```

```
brne ritardo
```

```
rcall conta_alto
```

conta_alto:

--mette ad '1' il pin 3, ovvero quello collegato all'ingresso del comando 1, per 20 µs--

```
out portb,r16
```

```
dec r19
```

```
brne conta_alto
```

```
ldi r19,6
```

```
out portb,r20
```

```
ldi r25,87
```

```
ldi r26,10
```

```
dec r21
```

breq comparo2 --se R21=0, quindi il triac 1 è rimasto in conduzione per 1 s, salta a comparo2--

```
dec r27
```

breq comparo_alto --se R27=0 salta a compara_alto--

rjmp comparo_basso --se R27=1 salta a compara_basso--

comparo2:

--attende che il pin 7, collegato all'uscita del rilevatore di fase 2, sia a '0'--

ldi r21,100

in r24,pinb

andi r24,4

cpir24,0

brne comparo2

rall comparo_alto2

comparo_basso2:

--attende che il pin 7 sia a '0'--

in r24,pinb

andi r24,4

cpir24,0

brne comparo_basso2

rjmp ritardo2

conta_alto2:

--mette ad '1' il pin 6, ovvero quello collegato all'ingresso del comando 2, per 20 µs--

out portb,r17

dec r19

brne conta_alto2

ldi r19,6

out portb,r20

ldi r25,87

ldi r26,10

dec r21

breq comparo --se R21=0, quindi il triac 2 è rimasto in conduzione per 1 s, salta a comparo--

```
dec r27
brq comparo_alto2
rjmp comparo_basso2
```

comparo_alto2:

--attende che il pin 7 sia ad '1', ovvero che il rilevatore di fase 2 sia al livello alto--

```
ldi r27,2
in r24,pinb
andi r24,4
cpi r24,4
brne comparo_alto2
rjmp ritardo2
```

ritardo2:

--ritarda di 6 ms--

```
dec r25
brne ritardo2
dec r26
brne ritardo2
rcall conta_alto2
```

Il programma appena descritto, dopo essere stato simulato con il software AVR Studio (fornito gratuitamente dalla Atmel Corporation) ed aver ottenuto risultati positivi, è stato caricato sul microcontrollore.

Successivamente, montato il microcontrollore sulla scheda, è stato possibile verificare il corretto funzionamento del dispositivo.

Il test ha avuto pienamente successo: il dispositivo ha avuto il comportamento ipotizzato e non si è verificata alcuna incongruenza rispetto alle aspettative.

2.1.7. Costi e consumo di potenza

La spesa per i componenti necessari alla realizzazione del dispositivo è stata stimata in circa 10.70 € (catalogo RS), a cui va aggiunto il costo del PCB che, come è noto, dipende non solo dai processi di lavorazione, ma anche dal volume di produzione. Tale cifra si ritiene essere ben proporzionata alle caratteristiche del dispositivo e soprattutto alla varietà delle possibilità di utilizzo.

Il dispositivo misura 6.8 cm x 6.45 cm x 2.7 cm, dimensioni che richiedono un ingombro più che ragionevole.

In particolare, si fa notare che tali dimensioni permettono l'inserimento nelle cassette di derivazione a muro, presenti in tutti gli impianti elettrici domestici, e ciò offre la possibilità di includere facilmente il dispositivo in un impianto già realizzato, senza richiedere alcun lavoro di adattamento o danno estetico all'abitazione.

Altro aspetto su cui si vuole focalizzare l'attenzione è il bassissimo consumo di potenza. Infatti facendo facili considerazioni si può capire che il dispositivo assorbe al massimo qualche frazione di Watt.

Le correnti che scorrono sulla resistenza di pull-up del pin di reset e sulle due porte di uscita del microcontrollore sono correnti trascurabili, per cui l'intera potenza dissipata dal dispositivo è imputabile al blocco alimentatore e ai blocchi rilevatori di fase. Tuttavia è stato verificato che la potenza dissipata dai rilevatori di fase è molto minore di quella relativa all'alimentatore, per cui di seguito ci si limiterà allo studio della dissipazione di potenza esclusivamente a quest'ultimo blocco.

La potenza dissipata dall'alimentatore, nel caso di doppia alimentazione, ovvero nel caso "peggiore" in termini di consumo di potenza, può essere considerata come la somma di tre termini:

1. potenza dissipata sui resistori R_1 ed R_2 agli ingressi dell'alimentatore (P_1);
2. potenza che entra nel regolatore di tensione (P_2);
3. potenza dissipata sui diodi D_1, D_2, D_3, D_4 e sul diodo zener D_{Z3} (P_3).

I resistori R_1 e R_2 sono stati scelti con valore di resistenza ragionevolmente basso (270Ω), in modo da ridurre i picchi di corrente nei transistori ma nello stesso tempo dissipare poca potenza; tale potenza (P_1) ha la seguente espressione:

$$P_1 = I_{RMS}^2 \cdot R_1 + I_{RMS}^2 \cdot R_2 = 30.6 \text{ mW} \quad (2.3)$$

dove I_{RMS} è stata calcolata utilizzando l'Eq. 2.4.

$$I_{RMS} = V_{RMS} \cdot \omega C_1 = 23.8 \text{ mA} \quad (2.4)$$

Per il calcolo della potenza che entra nel regolatore di tensione (P_2) sono state effettuate delle misure della corrente da esso assorbita (I_{DC}).

I valori misurati hanno permesso di affermare che è possibile approssimare tale corrente a un valore costante pari a 4 mA; anche se è noto che la corrente richiesta dal microcontrollore (e quindi indirettamente dal regolatore di tensione) è dipendente dalle attività che esso svolge.

La tensione in ingresso al regolatore di tensione (V_{in}) può essere approssimabile a un valore costante di 8 V.

A questo punto si hanno tutti i dati necessari per scrivere l'espressione della P_2 , ovvero impostare l'Eq. 2.3, e calcolarne il valore numerico.

$$P_2 = I_{DC} \cdot V_{in} = 32 \text{ mW} \quad (2.3)$$

L'ultimo contributo della potenza dissipata dall'alimentatore (P_3) richiede qualche considerazione in più rispetto ai termini precedenti.

Occorre considerare le correnti I_M^+ e I_M^- che scorrono sui diodi D_1 , D_2 , D_3 , D_4 e sul diodo zener D_{Z3} e che corrispondono rispettivamente alla corrente media durante la semionda positiva e alla corrente media per la semionda negativa.

Tali correnti hanno valore uguale e, considerando il comportamento rettificante dei diodi, sono calcolabili come di seguito:

$$I_M^+ = I_M^- = I_{RMS} \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \sin(t) \cdot dt = I_{RMS} \cdot \frac{\sqrt{2}}{\pi} = 10.7 \text{ mA} \quad (2.4)$$

Facendo riferimento alla Fig. 2.16 è possibile scrivere l'Eq. 2.5, nella quale è esplicitata l'espressione della P_3^- , ovvero la potenza dissipata sui diodi D_1 e D_4 durante la semionda negativa.

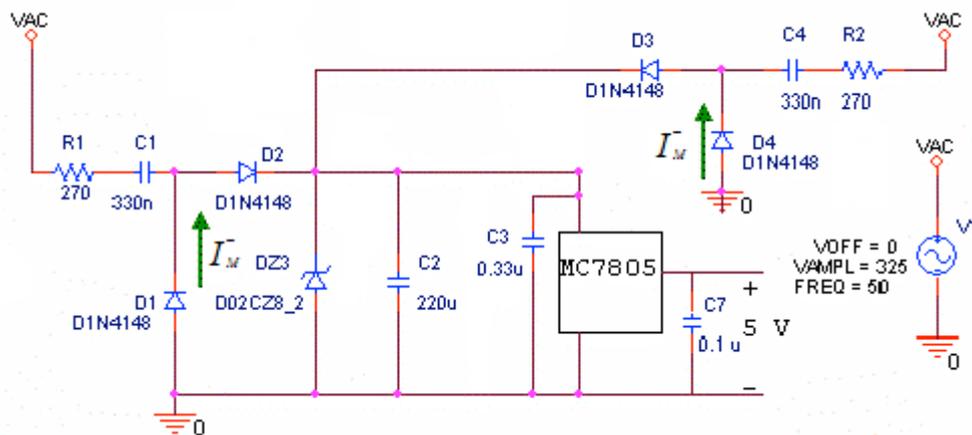


Fig. 2.16 : Rappresentazione delle correnti I_M^- che scorrono sui diodi D_3 e D_4 per la semionda negativa di V_{AC} .

$$P_3^- = I_M^- \cdot V_\gamma + I_M^- \cdot V_\gamma = 15 \text{ mW} \quad (2.5)$$

Considerando invece la semionda positiva è possibile scrivere dapprima l'espressione della corrente I_Z , ovvero quella che scorre su D_{Z3} , come somma algebrica delle correnti al nodo 1 in Fig. 2.17 (vedi Eq. 2.6) e successivamente l'espressione della P_3^+ , cioè la potenza dissipata sui diodi D_2 , D_3 e sul diodo zener D_{Z3} durante la semionda positiva (Eq. 2.7).

$$I_Z = 2I_M^+ - I_{DC} = 17.4 \text{ mA} \quad (2.6)$$

$$P_3^+ = I_M^+ \cdot V_\gamma + I_M^+ \cdot V_\gamma + (2I_M^+ - I_{DC}) \cdot V_{in} = 154.2 \text{ mW} \quad (2.7)$$

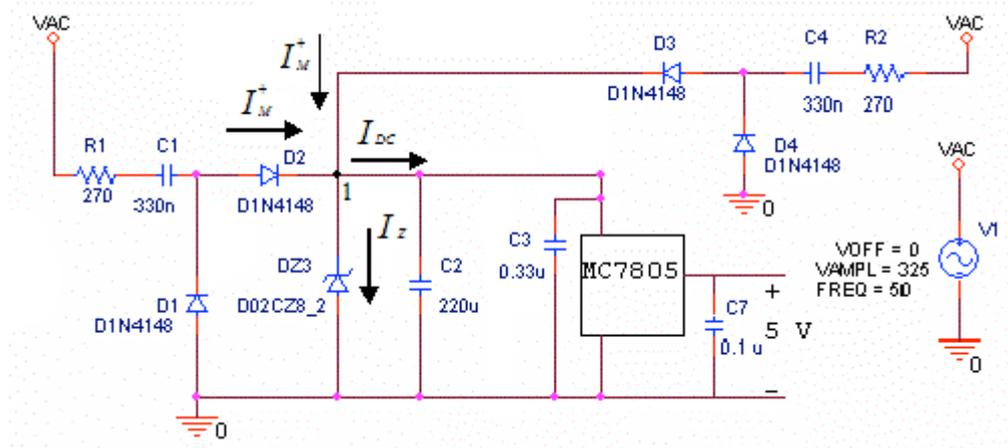


Fig. 2.17 : Rappresentazione delle correnti I_M^+ e I_Z che scorrono rispettivamente su D_2 , D_3 e su D_{Z3} per la semionda positiva di V_{AC} e corrente I_{DC} assorbita dal regolatore di tensione.

Sommando i contributi P_3^+ e P_3^- si ottiene la potenza P_3 cercata:

$$P_3 = P_3^+ + P_3^- \quad (2.8)$$

$$P_3 = 2I_M^+ \cdot V_\gamma + (2I_M^+ - I_{DC}) \cdot V_{in} + 2I_M^- \cdot V_\gamma = 169.2 \text{ mW} \quad (2.9)$$

Infine, sommando i tre termini parziali della potenza dissipata sull'alimentatore (P_1 , P_2 e P_3) si ottiene l'Eq. 2.10 che esplicita l'espressione della potenza totale dissipata dall'alimentatore (P_A).

$$P_A = I_{RMS}^2 \cdot (R_1 + R_2) + I_{DC} \cdot V_{in} + 2I_M^+ \cdot V_\gamma + (2I_M^+ - I_{DC}) \cdot V_{in} + 2I_M^- \cdot V_\gamma \quad (2.10)$$

Inserendo nell'Eq. di cui sopra i valori numerici ricavati in precedenza si ottiene che la P_A ha un valore di 231.8 mW, che conferma quanto detto precedentemente riguardo il basso consumo di potenza dell'intero dispositivo.

2.2 Applicazioni del dispositivo

2.2.1. Introduzione

Nei prossimi paragrafi saranno proposte delle possibili applicazioni del dispositivo progettato e realizzato.

Si precisa però che le casistiche di seguito descritte vogliono avere semplicemente valore di esempio o tutt'al più offrire uno spunto per successive modifiche o specializzazione delle funzioni.

Insomma il dispositivo realizzato non vuole essere una soluzione ottima per qualsiasi applicazione di domotica ma bensì un punto di partenza poco vincolante, che offra una casistica di applicazioni molto ampia.

Il dispositivo, quindi si presta, non solo ad essere utilizzato così com'è, ma anche a essere leggermente modificato secondo la particolare condizione di utilizzo, in modo da sfruttare al massimo tutte le proprie caratteristiche.

In particolare l'uso del microcontrollore offre la possibilità di un controllo degli utilizzatori semplice o complesso, in dipendenza del programma caricato su di esso. Inoltre è possibile cambiare funzionalità del dispositivo semplicemente cambiando programma o microcontrollore; questo ovviamente a patto che si mantenga l'architettura proposta o che si attui una specializzazione non troppo spinta.

2.2.2. Esempi di applicazione

Di seguito si descrivono tre semplici scenari esemplificativi che rappresentano possibili applicazioni del dispositivo preso in esame, senza alcuna modifica hardware:

1. aspiratore che si spegne dopo un certo tempo rispetto a una lampada;
2. luce che si spegne automaticamente se dimenticata accesa;
3. accensione ritardata di un dispositivo rispetto ad un altro.

Aspiratore che si spegne dopo un certo tempo rispetto ad una lampada

Questa è una tipica situazione che si può verificare in un bagno in cui si vuole che, anche dopo lo spegnimento della luce, rimanga acceso per un certo tempo un aspiratore all'interno di esso.

Per realizzare tale funzionalità il dispositivo viene alimentato da entrambi gli ingressi, in uno dei quali (F1) è presente un interruttore; gli utilizzatori sono ovviamente l'aspiratore e la lampada (vedi Fig. 2.18).

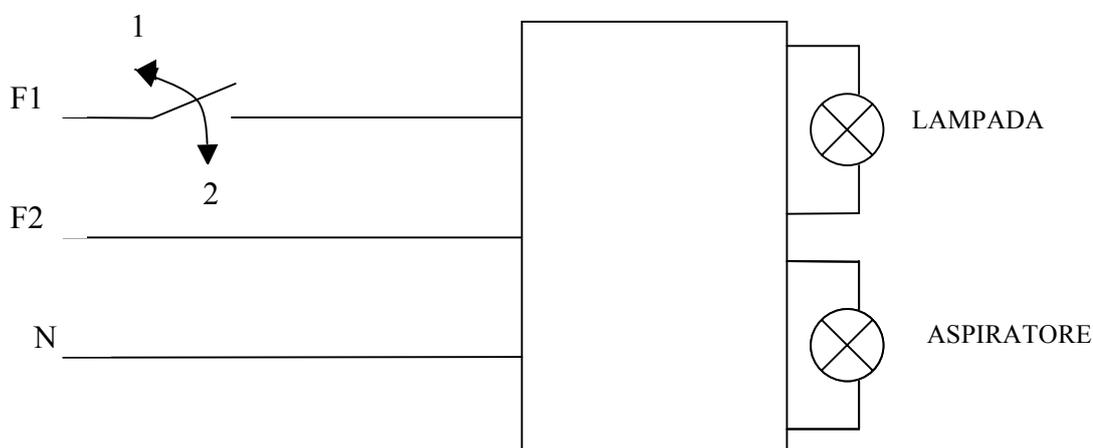


Fig. 2.18 : Primo esempio di applicazione: aspiratore che si spegne dopo un certo tempo rispetto ad una lampada.

Nell'istante in cui verrà accesa la luce, attraverso l'interruttore, si accenderà anche l'aspiratore, mentre quando la luce verrà spenta l'aspiratore rimarrà acceso e partirà

un timer, implementato dal microcontrollore, allo scadere del quale l'aspiratore sarà spento.

L'unico presupposto per tale applicazione, oltre a quello dell'utilizzo dell'hardware del dispositivo progettato, è quello di scrivere un programma che dovrà successivamente essere caricato sul microcontrollore.

Il programma dovrà contare un certo tempo (da stabilire in fase di progetto) dal momento in cui l'interruttore viene aperto, ovvero dal momento in cui il pin del microcontrollore che riceve informazioni sulla fase F1 rimarrà a '0'. Allo scadere del tempo prefissato, il triac di comando dell'aspiratore passerà allo stato di blocco perché non sarà più inviato, tramite il pin opportuno, alcun impulso sul suo gate e quindi l'aspiratore si spegnerà.

Lampada che si spegne automaticamente se dimenticata accesa

Il secondo scenario potrebbe ad esempio riguardare la luce di una cantina o quella nelle scale di un condominio.

In questo caso basta una sola alimentazione, a cui è collegato un interruttore, e un solo utilizzatore (una lampada); si faccia riferimento alla Fig. 2.19.

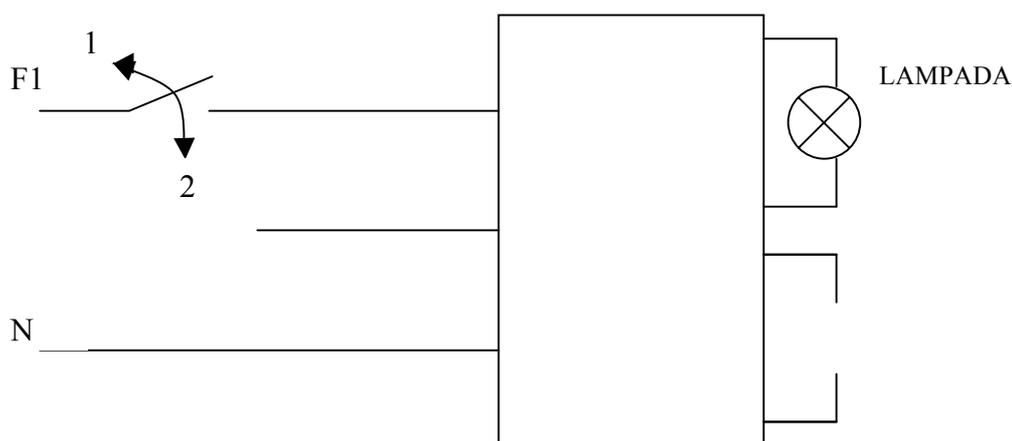


Fig. 2.19 : Secondo esempio di applicazione: lampada che si spegne automaticamente se dimenticata accesa.

Il programma da scrivere sarà simile a quello dell'esempio precedente: il microcontrollore, attraverso il pin opportuno (pin 3 o 6), dovrà inviare continuamente impulsi al gate del triac di comando della lampada per tutto il tempo in cui l'interruttore resterà chiuso. Nel momento in cui l'interruttore viene chiuso, il microcontrollore comincerà a contare un certo tempo, al termine del quale cesserà di inviare impulsi al gate del triac e la lampada si spegnerà.

La stessa funzionalità può essere raggiunta utilizzando un pulsante normalmente aperto che interrompe l'alimentazione del dispositivo solo nel breve intervallo di tempo in cui l'interruttore rimane premuto. Quando l'interruttore ritorna nella posizione di partenza, il dispositivo verrà alimentato nuovamente e il microcontrollore farà partire un timer al termine del quale spegnerà l'utilizzatore (vedi Fig. 2.20)

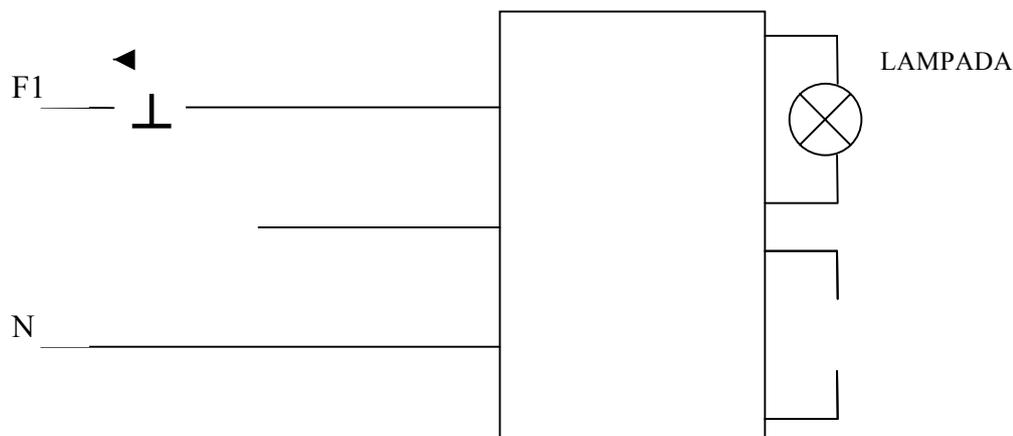


Fig. 2.20 : Configurazione alternativa del secondo esempio di applicazione: lampada che si spegne automaticamente se dimenticata accesa.

Scegliendo un opportuno intervallo di tempo da contare, si può pensare di applicare quanto detto in precedenza al caso di una luce dimenticata accesa (vedi luce di una cantina) o a quello di una luce che si vuole spegnere dopo un breve periodo (vedi luce scale di un condominio).

Certamente esistono svariate altre casistiche a cui può essere ricondotto tale scenario semplicemente regolando il tempo del timer e cambiando l'utilizzatore.

Accensione ritardata di un dispositivo rispetto ad un altro

La terza e ultima applicazione proposta è rappresentata in Fig. 2.21.

Entrambi gli ingressi del dispositivo in esame sono alimentati, e su uno di questi (F1) è posto un interruttore; i due utilizzatori sono due dispositivi qualsiasi.

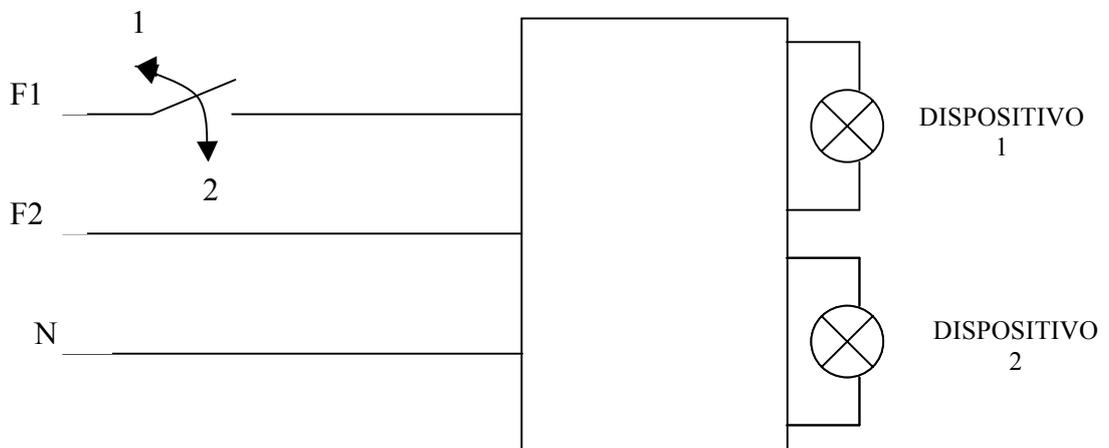


Fig. 2.21: Terzo esempio di applicazione: accensione ritardata di un dispositivo rispetto ad un altro.

In questo caso la funzionalità a cui è preposto il dispositivo realizzato è quella di permettere, con la pressione di un solo interruttore, il ritardo di un tempo fissato dell'accensione di un utilizzatore rispetto ad un altro.

In particolare si può pensare a due dispositivi elettronici che per sicurezza devono essere accesi non contemporaneamente.

Considerando di collegare al blocco di controllo 1 il dispositivo 1, che deve essere acceso per primo, e di collegare al blocco di controllo 2 il dispositivo 2 da accendere

in un secondo momento, il programma dovrà essere scritto in modo da garantire quanto è detto di seguito.

Nel momento in cui l'interruttore viene chiuso (posizione 2 di Fig. 2.21) la linea F1 comincia a fornire al pin 2 l'informazione (in termini di '0' ed '1') della propria fase, quindi il microcontrollore (attraverso il pin 3) dovrà inviare impulsi sul gate del triac del blocco di comando 1 a intervalli di 10 ms, così da accendere il dispositivo 1; contemporaneamente il microcontrollore dovrà cominciare a contare un certo tempo prefissato (in fase di progetto), allo scadere del quale esso dovrà inviare anche sul pin 6 gli impulsi di comando (sincronizzati grazie all'informazione della fase di F2 che costantemente è inviata sul pin 7), in modo da accendere anche il dispositivo 2.

Conclusioni

Alla luce di quanto detto nei paragrafi precedenti, si ritiene che il dispositivo progettato e realizzato offra un buon punto di partenza per lo sviluppo di successivi prototipi identici, o con semplici modifiche atte alla specializzazione nelle funzioni, magari precedute da mirati studi di mercato allo scopo della commercializzazione.

Ricapitolando schematicamente, i principali vantaggi del dispositivo sono:

- piccolo ingombro;
- bassi costi di realizzazione;
- bassissimo consumo di potenza;
- ampia possibilità di applicazione;
- semplicità di utilizzo;
- possibilità di personalizzazione del dispositivo.

Il piccolo ingombro, i bassi costi dei componenti e il bassissimo consumo di potenza sono già stati descritti nel paragrafo 2.1.7.

Dell'ampia possibilità di utilizzo si è parlato, riportando anche semplici esempi, nei paragrafi 2.2.1 e 2.2.2. Riguardo questo punto si vuole solo aggiungere che l'unica limitazione sugli utilizzatori da collegare al prototipo realizzato è quella della massima corrente che può essere erogata loro; infatti i triac utilizzati possono sopportare una corrente massima di 4 A, valore comunque già abbastanza alto.

Tuttavia, per usare utilizzatori che assorbono correnti superiori, basta sostituire i triac del progetto con altri da 8 o 16 Ampère; tali tipi di triac sono facilmente reperibili sul mercato a bassi costi.

La semplicità di utilizzo è legata al fatto che, una volta entrati in possesso dell'hardware, e magari di diversi microcontrollori programmati in modo da svolgere differenti funzioni, basta collegare gli utilizzatori e le alimentazioni di cui si vuole usufruire e montare sulla scheda il microcontrollore scelto.

E' inoltre possibile una personalizzazione del dispositivo semplicemente scrivendo in linguaggio Assembler, tramite un software gratuitamente scaricabile dal sito della Atmel Corporation, il proprio personale programma.

Bibliografia

[1] M. Gaudry. *Raddrizzatori, diodi controllati e triac: comportamento fisico ed applicazioni*. Biblioteca tecnica Philips.

[2] Robert F. Pierret. *Semiconductor device fundamentals*. Addison-Wesley Publishing Company.

[3] Ben Streetman, Sanjay Benerjee. *Solid State Electronic Device*. Prentice Hall.

[4] G. Marola. *Dispense di elettronica industriale*.

[5] Reston Condit. *Low-Cost Electric Range Control Using a Triac*. Microchip Technology Incorporated.

Ringraziamenti

La tesi è un passo importante per tutti, ma per me credo lo sia stato particolarmente: sebbene mi abbia rubato non poche giornate di studio e abbia richiesto pazienza e applicazione, mi ha anche dato molte soddisfazioni.

Finalmente ho realizzato di aver fatto la scelta giusta: la passione con la quale ho svolto questo lavoro mi ha fatto capire che quello per cui sto studiando è proprio quello che mi piacerebbe fare “da grande”. Non solo: l’elettronica è anche diventata un mio hobby.

Per questo il mio primo grazie va al primo relatore Prof. Di Pascoli, non solo per la sua disponibilità e competenza, ma anche per la simpatia e per l’entusiasmo trasmessomi.

Un doveroso e sentito grazie ai miei genitori e a mio fratello che sono stati all’altezza del ruolo di cui li ho investiti nella mia vita: consiglieri, consolatori, incitatori...insomma i mie punti di riferimento.

Un grazie non meno sentito va a Cristina, per tutto quello che mi ha saputo dare e per quello che ha saputo ricevere.

Grazie a tutta la mia numerosa famiglia: nonni, zii, cugini e cugine...grazie a messenger e soprattutto a chi mi ha tenuto compagnia nei momenti in cui ne avevo bisogno.

Infine un grosso ringraziamento lo devo fare a me stesso perchè sono stato capace di superare i momenti difficili e le dure prove che la mia carriera scolastica, e l’università in particolare, mi ha posto davanti.

E’ stata dura ma ce l’ho fatta.

INDICE

Introduzione	2
--------------	---

Capitolo 1

1.1 Gli SCR	4
-------------	---

1.1.1. Introduzione ai tiristori.....	4
1.1.2. Proprietà principali.....	4
1.1.3. Definizioni.....	5
1.1.4. Descrizione fisica del diodo SCR.....	5
1.1.5. Rappresentazione analogica.....	6
1.1.6. Rappresentazione analogica mediante diodi.....	7
1.1.7. Rappresentazione analogica mediante transistori.....	9
1.1.8. Fenomeno fisico del turn-on/turn-off e caratteristiche elettriche dell'SCR.....	14
1.1.9. Parametri fondamentali dell'SCR.....	17
1.1.10. Vantaggi e svantaggi dell'uso dell'SCR come interruttore.....	21

1.2 I triac	22
-------------	----

1.2.1. Caratteristiche generali.....	22
1.2.2. Costituzione interna.....	24
1.2.3. Funzionamento.....	26

1.2.4.	Funzionamento a quattro quadranti.....	36
1.2.5.	Parametri fondamentali del triac.....	38

Capitolo 2

2.1	Descrizione del dispositivo	41
2.1.1.	Introduzione	41
2.1.2.	Alimentatore.....	42
2.1.3.	Rilevatore di fase	46
2.1.4.	Controllo	48
2.1.5.	Microcontrollore	50
2.1.6.	Montaggio e test.....	53
2.1.7.	Costi e consumo di potenza	61
2.2	Applicazioni del dispositivo	65
2.2.1.	Introduzione	65
2.2.2.	Esempi di applicazione	66
	Conclusioni	71
	Bibliografia	73
	Ringraziamenti	74