

ALMA MATER STUDIORUM - UNIVERSITÀ DI BOLOGNA

SCUOLA DI INGEGNERIA E ARCHITETTURA

*DIPARTIMENTO DI
INGEGNERIA DELL'ENERGIA ELETTRICA E DELL'INFORMAZIONE
"Guglielmo Marconi"
DEI*

**CORSO DI LAUREA IN INGEGNERIA
DELL'AUTOMAZIONE**

TESI DI LAUREA

in
Ingegneria e Tecnologie dei Sistemi di Controllo

**SOLUZIONI PER IL CONTROLLO
DELLE TESTINE DI LETTURA/SCRITTURA
IN HARD DISK DRIVE MAGNETICI**

CANDIDATO:

Massimiliano Semati

RELATORE:

Prof. Ing. Andrea Tilli

Anno Accademico
2015/16

Sessione II

Sommario

INTRODUZIONE	1
BIBLIOGRAFIA RAGIONATA DEL CAPITOLO	5
CAPITOLO 1	
STRUTTURA DI UN HARD DISK DRIVE	6
1.1 COMPONENTI FISICI FONDAMENTALI.....	6
1.2 EMBEDDED SERVO E GENERAZIONE DEL POSITION ERROR SIGNAL (PES).....	10
1.3 THERMAL FLY-HEIGHT CONTROL	13
BIBLIOGRAFIA RAGIONATA DEL CAPITOLO	16
CAPITOLO 2	
ATTUAZIONE A DOPPIO STADIO.....	17
2.1 SOSPENSIONI ATTUATE TRAMITE PZT.....	18
2.1.1 <i>Sensori di deformazione per cancellare le vibrazioni dovute a flussi d'aria.....</i>	<i>20</i>
2.1.2 <i>Attuatori PZT con smorzamento passivo</i>	<i>21</i>
2.2 DSA A SLIDER ATTUATO	23
2.2.1 <i>Slider attuato tramite materiale piezoelettrico a singolo cristallo</i>	<i>23</i>
2.2.2 <i>Slider attuato tramite film sottile di PZT</i>	<i>26</i>
2.2.3 <i>Microattuatore elettromagnetico.....</i>	<i>28</i>
2.2.4 <i>Microattuatore elettrotermico silico-polimerico</i>	<i>31</i>
BIBLIOGRAFIA RAGIONATA DEL CAPITOLO	35
CAPITOLO 3	
TECNICHE E SCHEMI PER IL CONTROLLO	36
3.1 DESIGN CLASSICI A DOPPIO ANELLO	38
3.1.1 <i>Loop parallelo</i>	<i>38</i>
3.1.2 <i>Loop master-slave.....</i>	<i>39</i>
3.1.3 <i>Loop a doppia retroazione.....</i>	<i>40</i>
3.1.4 <i>Loop master-slave con disaccoppiamento</i>	<i>41</i>
3.2 SWITCHING CONTROL CON COMPENSAZIONE DEI VALORI INIZIALI	41
3.3 MODELLAZIONE DI UN ATTUATORE A DOPPIO STADIO E CONTROLLO CON OSSERVATORE DELLO STATO E FEEDFORWARD.....	45
3.4 CONTROLLO A DUE GRADI DI LIBERTÀ PER UN RAPIDO TRACK-SEEKING.....	53
3.5 TRACK-FOLLOWING CON DESIGN A SENSITIVITÀ DISACCOPIATA	58
BIBLIOGRAFIA RAGIONATA DEL CAPITOLO	62

CAPITOLO 4

INNOVAZIONI: TRIPLE-STAGE ACTUATOR E HELIUM-FILLED HDD.....	63
4.1 ATTUAZIONE A TRE STADI	63
<i>4.1.1 Descrizione del sistema</i>	<i>64</i>
<i>4.1.2 Design del controllore</i>	<i>65</i>
4.2 VANTAGGI DEGLI HARD DRIVE A ELIO SIGILLATI.....	68
BIBLIOGRAFIA RAGIONATA DEL CAPITOLO	70
BIBLIOGRAFIA	71
SITOGRAFIA	72

Introduzione

Gli hard disk drive magnetici (HDD), a partire dalla loro invenzione nel 1956 ad opera di IBM, hanno conosciuto una continua evoluzione e dai primi anni '80, con il primo modello per personal computer prodotto da Seagate Technology, sono diventati la tecnologia per il data storage dominante per tutti i tipi di computer. Attualmente gli hard disk si suddividono sostanzialmente in due categorie a seconda del loro fattore di forma: 3.5 pollici per i desktop computer e 2.5 pollici per i pc portatili.

Da alcuni anni ad oggi le vendite di hard disk stanno subendo un declino a favore dei dispositivi a stato solido (SSD) basati su memoria flash a causa delle più alte performance di questi ultimi, in termini di velocità di accesso, affidabilità e consumo energetico, e del costo in decrescita. Tuttavia gli SSD sono ancora almeno quattro volte più costosi in \$/GB degli HDD; inoltre, anche se il numero di hard disk interni ai computer è in calo, è probabile che questo porterà all'aumento di dispositivi di storage esterni, molti contenenti HDD per fornire memoria addizionale a basso prezzo.

Secondo Seagate Technology, gli hard disk drive rimarranno sul mercato per almeno i prossimi 15-20 anni, ma per restare rilevanti sul lungo periodo è necessario che continuino ad accrescere la loro capacità, il che potrà avvenire non solo migliorando la tecnologia già esistente, ma soprattutto dall'introduzione di nuove tecnologie in materiali, progettazione e processi. E' stato rilevato che nel primo trimestre del 2016 un drive di media capacità poteva

memorizzare 1.4 TB di dati, un aumento del 28.5 % (Western Digital) e 29.7% (Seagate) rispetto al primo trimestre del 2015, con un prezzo praticamente invariato. Nel 2014 l’ASTC (Advanced Storage Technology Consortium), un’organizzazione internazionale che unisce varie compagnie che sviluppano, producono o usano hard disk, ha delineato una tabella di marcia per l’aumento di capacità degli HDD nei prossimi anni in relazione all’implementazione di nuove soluzioni tecnologiche, secondo tale previsione la capacità raggiungerà 100 TB nel 2025.

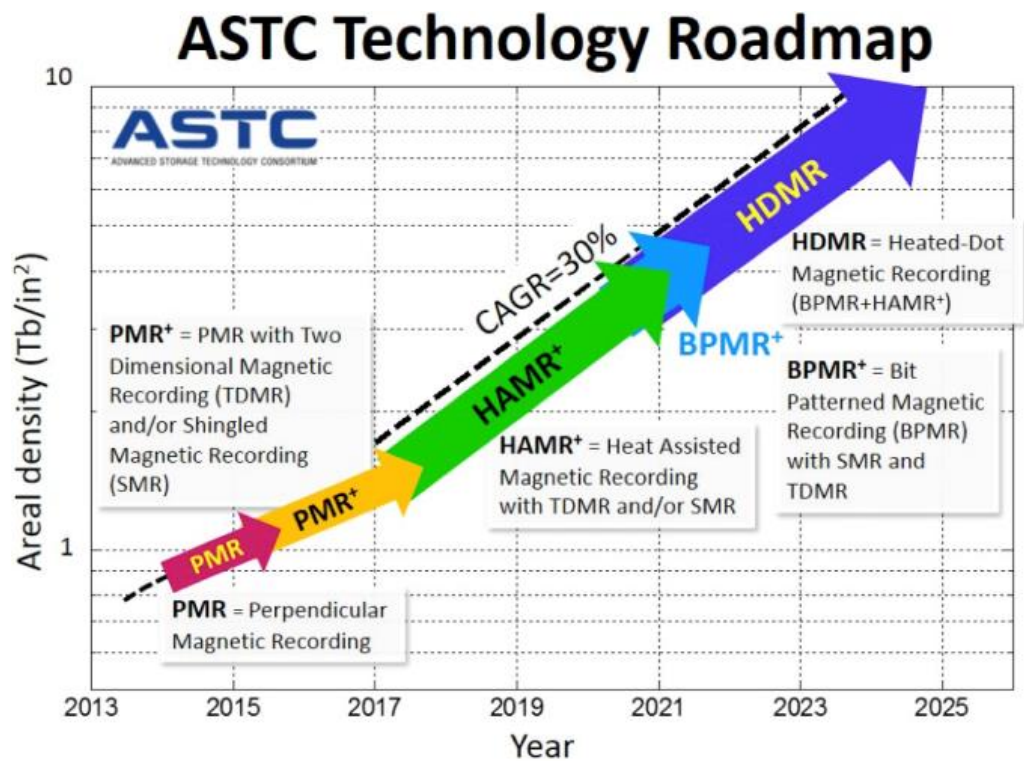


Figura 0-1 ASTC Technology Roadmap

In tutti gli HDD i dischi sono rivestiti di un sottile strato magnetico e ogni “bit” di informazione è rappresentato da una regione magneticamente orientata contenente 80-100 grani, ognuno con una dimensione di circa 10 nm; tali regioni sono accostate l’una

di seguito all'altra in modo da formare una traccia circolare. Ci sono milioni di bit in ogni traccia e molte decine di migliaia di tracce concentriche su ogni superficie dei dischi.

I dati vengono letti o scritti tramite una testina che consiste, nella sua parte terminale, in un elettromagnete a forma di ferro di cavallo come nella figura seguente, che mostra la tecnologia di lettura/scrittura perpendicolare.

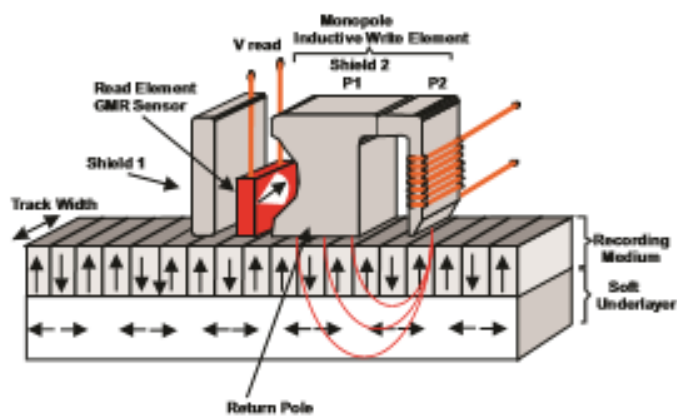


Figura 0-2 Perpendicular Magnetic Recording

Le due principali funzioni del servomeccanismo di posizionamento della testina sono il track-seeking, che consiste nello spostamento dalla traccia attuale alla traccia di destinazione nel minor tempo possibile, e il track-following, ovvero il mantenimento della testina il più vicino possibile al centro della traccia di destinazione mentre le informazioni vengono lette o scritte sul disco.

Come abbiamo precedentemente detto, la tendenza nella progettazione degli hard disk è quella di aumentare sempre più la loro capacità mantenendo le attuali dimensioni (o addirittura riducendole), questo implica che la distanza radiale tra le tracce e la

loro larghezza devono diminuire, quindi le specifiche sull'errore di posizionamento della testina sulla traccia diventano via via più stringenti.

Questa tesi si pone l'obiettivo di mettere in luce alcuni dei numerosi progressi fatti nella progettazione del servosistema degli hard drive magnetici, sia dal punto di vista della realizzazione dell'attuazione del braccio che porta la testina di lettura/scrittura sia dal punto di vista del controllo, che nel tempo si è fatto via via più sofisticato e robusto per stare al passo con la necessità di una precisione di posizionamento della testina sempre maggiore.

Nel primo capitolo verranno illustrate le parti che compongono un hard disk drive e come è possibile ottenere un segnale sull'errore di posizionamento della testina attraverso informazioni codificate magneticamente sulla superficie dei dischi, dal momento che gli hard drive non presentano al loro interno sensori per questo scopo.

Il secondo capitolo tratta il fondamentale passaggio, avvenuto nella seconda metà degli anni '90, da attuatore a singolo stadio ad attuatore a doppio stadio con l'aggiunta di un microattuatore, in modo da aumentare significativamente la larghezza di banda del servosistema. Diverse opzioni, ma non tutte quelle esistenti o studiate dai ricercatori, nel tipo e nella posizione del microattuatore sono descritte.

Il terzo capitolo affronta invece il tema del controllo per un HDD con attuatore a due stadi, comparando i più classici schemi in retroazione ed esponendo alcuni algoritmi per realizzare i controllori, come la compensazione dei valori iniziali nello switching control, o il controllo a due gradi di libertà.

Infine nel capitolo quattro sono riportate due importanti novità nell'ambito degli hard drive magnetici: il triple-stage actuator e gli HDD a elio.

Bibliografia ragionata del capitolo

Per la prima parte dell'introduzione, ovvero la presenza sul mercato e le prospettive di aumento di capacità, si è fatto riferimento a [16], [25], [27]. Per il secondo paragrafo si è fatto riferimento a [24], [26].

Capitolo 1

Struttura di un Hard Disk Drive

In questo capitolo vedremo quali sono le parti che costituiscono un HDD, prestando attenzione soprattutto all'assieme che permette la lettura/scrittura dei dischi, poi verrà descritto il sistema di embedded servo, che fornisce l'informazione sulla posizione della testina; infine si introdurrà brevemente la tecnologia che permette di regolare la distanza verticale tra dischi e testine, detta Thermal Fly-Height Control.

1.1 Componenti fisici fondamentali

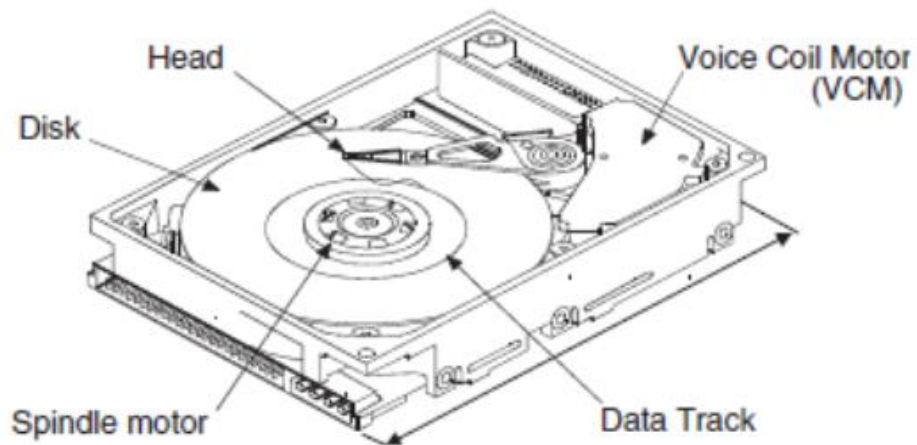


Figura 1-1 Configurazione convenzionale di un Hard Drive

I dischi, in vetro o alluminio ricoperti con vari strati di materiali diversi incluso uno ferromagnetico che conterrà i dati, sono messi in rotazione dal motore elettrico DC rotativo detto *spindle*. Esso è un elemento critico nel valutare le performance del

disco rigido, in quanto deve garantire eccellente stabilità e accuratezza, poiché variazioni indesiderate della velocità di rotazione potrebbero portare a errori di posizionamento delle testine rendendo le operazioni del computer inaffidabili. Una particolare sfida tecnica sta nella progettazione dei cuscinetti del motore, che negli ultimi anni sono cambiati da cuscinetti a sfere a cuscinetti fluidodinamici per ottenere migliori proprietà di concentricità e funzionamento silenzioso.

E' importante ricordare che la velocità di rotazione dei dischi determina direttamente, insieme alla densità dei dati (misurata in bit per pollice (BPI) o tracce per pollice (TPI)), quanto velocemente i dati vengono trasferiti dai dischi al computer attraverso la testina di lettura/scrittura. Questa misura è in genere indicata come velocità di throughput dei dati e solitamente è misurata in gigabyte (o gigabit) al secondo.

Oggigiorno la velocità di rotazione di una tipica unità disco per PC portatile o desktop varia tra 5400 e 7200 giri/min, fino ad un massimo di 15000 giri/min.

I dischi sono separati tra loro da anelli spaziatori, solidali al motore e ai dischi, e da elementi detti smorzatori collegati al telaio e fissi. Questi ultimi servono a ridurre le fluttuazioni d'aria e il rumore acustico.

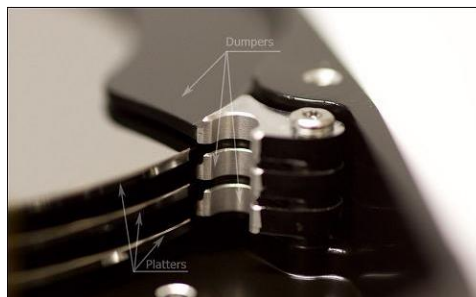


Figura 1-2 Separazione dei dischi tramite *dumpers*

Durante il funzionamento di un HDD si possono disperdere nell'aria all'interno dell'unità delle piccolissime particelle di metallo e olio, che potrebbero causare un contatto tra disco in rotazione e testine, in condizioni normali ad alcuni nanometri di altezza dalla superficie del disco, provocando errori nella scrittura/lettura dei dati e anche il danneggiamento delle parti stesse. Per evitare tutto ciò, si inserisce un filtro di ricircolo in grado di assorbire immediatamente anche le più piccole particelle ripulendo l'aria.

E' presente anche un secondo filtro, che permette lo scambio d'aria con l'esterno, in modo da prevenire il surriscaldamento e far sì che la pressione dell'aria all'interno eguagli quella esterna.



Figura 1-3 Filtro interno



Figura 1-4 Filtro tra esterno ed interno

Sarà presentata ora la parte di maggiore interesse: il servosistema.

I componenti meccanici del servosistema di un HDD sono il Voice Coil Motor (VCM), il cosiddetto E-Block (per la forma ad 'E'), le sospensioni e gli slider, ognuno dei quali ospita un trasduttore di lettura/scrittura. Per ogni disco presente nell'hard drive sono necessari due testine, una per la superficie superiore del disco e una per la superficie inferiore.

Il trasduttore di lettura/scrittura è realizzato, in materiale semiconduttore, all'estremità dello slider ceramico che deve tenere la testina alla distanza corretta dalla superficie dei dischi. Lo slider è collegato ad una molla a balestra in acciaio inossidabile, detta sospensione, attaccata ad un elemento di collegamento in alluminio che ruota attorno ad un perno (è presente anche un cuscinetto a sfere) ed ha all'altra estremità un avvolgimento in materiale conduttore.

Una volta montato tale assieme nel disco rigido, l'avvolgimento si trova racchiuso tra due forti magneti permanenti a terre rare in modo da formare il VCM: sfruttando il principio della forza di Lorentz, se si fa passare corrente nell'avvolgimento si genera, per effetto del campo magnetico generato dai magneti, una forza, o meglio una coppia in questo caso specifico, che fa ruotare il braccetto attorno al perno. La coppia generata è proporzionale alla corrente nell'avvolgimento. Il nome Voice Coil deriva dal fatto che questo sistema è stato originariamente usato negli altoparlanti delle radio.

Un HDD che presenta un servosistema con solo il Voice Coil Motor ad attuare il posizionamento della testina è detto ad *attuazione a singolo stadio*.

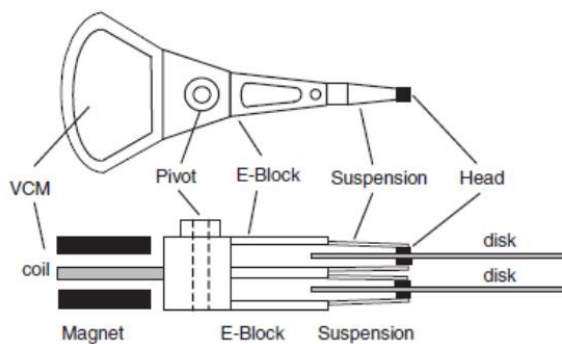


Figura 1-5 Assieme meccanico del servosistema

All'E-Block è collegato inoltre un circuito stampato flessibile che raccoglie i segnali provenienti dalle testine e destinati alla PCB (Printed Circuit Board) che si trova nel lato posteriore dell'Hard Drive. Il circuito stampato flessibile include un preamplificatore perché i deboli segnali ad alta frequenza provenienti dalle testine sarebbero, senza di esso, praticamente impercettibili una volta giunti alla PCB.

1.2 Embedded Servo e generazione del Position Error Signal (PES)

Un'importante caratteristica di un Hard Disk è il metodo di rilevazione della posizione della testina, grazie a cui è possibile realizzare un controllo in retroazione. Le due possibilità classiche sono il *dedicated servo* e l'*embedded servo*. Nel primo caso uno dei dischi è dedicato a contenere esclusivamente informazioni sulla posizione che vengono lette continuamente da una delle testine, mentre le altre si occupano solo della lettura/scrittura dei dati. Nel secondo caso, invece, i segnali di posizione sono scritti all'inizio di ogni settore di dati in corrispondenza dei cosiddetti servosettori, all'interno di essi le tracce circolari non contengono più i dati dell'utente ma le informazioni per il controllo. Ne vediamo una rappresentazione in figura 1-6.

Il sistema a servo dedicato è stato ormai abbandonato, dato l'eccessivo svantaggio in termini di densità di dati e, di conseguenza, capacità. Oggi con il servo embedded la superficie di disco occupata dai servosettori varia nel range 3%-5% di quella totale.

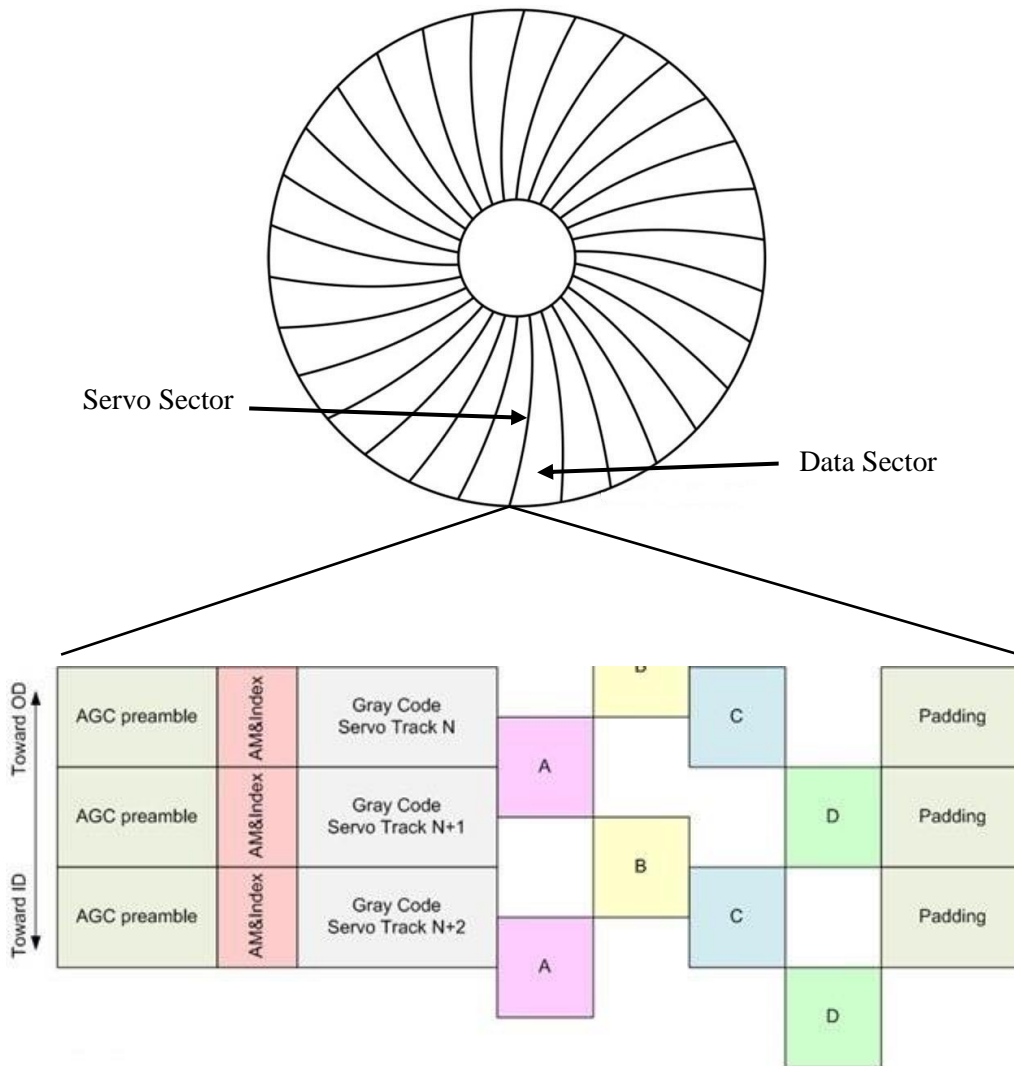


Figura 1-6 Servosettori e campi al loro interno

La forma ad arco dei servosettori è dovuta al fatto che quando l'elemento di scrittura si muove da una traccia a quella adiacente per scrivere le informazioni di controllo su quest'ultima il disco compie contemporaneamente una piccola rotazione.

Ogni servosettore comincia con un preambolo che serve a preparare il drive a ricevere le informazioni, poi l'Address Mark (AM) indica che sta per iniziare il codice Gray che codifica il numero della traccia. Dopo il codice troviamo quattro segnali (A, B, C, D) che permettono di ricostruire la posizione della testina rispetto al centro

della traccia da seguire. Infine il padding indica il termine del servosettore.

Il segnale Ampiezza(A)-Ampiezza(B) è chiamato segnale di posizione normale e $A - B = 0$ indica che la testina è sul centro della traccia, invece il segnale $C - D$ è detto segnale di posizione in quadratura ed è sfasato di metà passo di traccia rispetto alla posizione normale, come mostrato in figura 1.7.

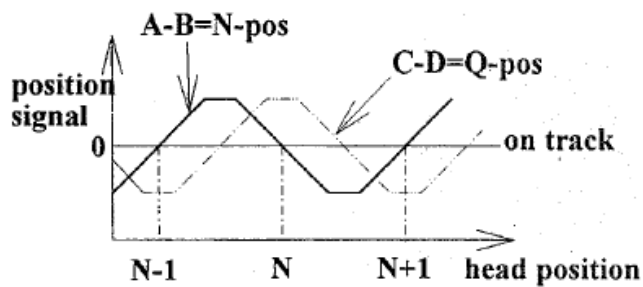


Figura 1-7 Diagramma dei segnali di posizione

Conoscendo entrambi i segnali, il controllore può calcolare il segnale di errore di posizione (PES) e agire nel modo più opportuno per riportare la testina sul centro della traccia.

Lo svantaggio nell'uso del servo embedded è che nello spazio che intercorre tra un servosettore e il successivo non si ha più alcuna informazione di posizione da usare in retroazione, quindi la testina procede in open-loop. In pratica il PES è un segnale non continuo ma a campioni e la frequenza di campionamento è determinata dalla velocità di rotazione del disco e dal numero di servosettori; notiamo allora che, data una certa velocità di rotazione, l'unico modo per aumentare la frequenza di campionamento è aumentare il numero di servosettori, il che ovviamente riduce lo spazio disponibile per l'archiviazione dei dati dell'utente.

Per risolvere questo problema, negli ultimi anni sono stati proposti diversi metodi (non analizzati in questa tesi) per generare il PES che non richiedono servosettori ma sfruttano la normale lettura delle tracce dei dati; metodi che peraltro ben si adattano a nuovi procedimenti di registrazione magnetica come il shingled magnetic recording e il 2-D magnetic recording.

1.3 Thermal Fly-height Control

Durante il normale funzionamento le testine di lettura/scrittura rimangono sospese sopra il disco grazie alla formazione di un cuscinetto d'aria originato dalla rotazione. La distanza verticale che separa la testina dalla superficie del disco è detta, in inglese, *fly-height* ed è uno dei parametri principali che incide sulla frequenza di errore in un HDD. Oggigiorno tale distanza è inferiore a 5 nm.

Gli elementi di lettura/scrittura sono composti da materiali diversi rispetto al resto dello slider, perciò si espandono o contraggono al variare della temperatura più velocemente del corpo dello slider; inoltre, quando un dato viene scritto, la corrente ad alta frequenza che attraversa la bobina di scrittura ha come effetto collaterale il riscaldamento della regione di lettura/scrittura della testina generando un'ulteriore protrusione verso la superficie del disco.

Per compensare automaticamente entrambi questi effetti termici, mantenendo così una distanza costante (e piccola) testina/disco, indipendente da temperatura e duty cycle di lettura/scrittura, è stato

inserita negli Hard Drive ormai da 8-9 anni la tecnologia Thermal Fly-height Control (TFC).

L'idea alla base del TFC sta nell'integrazione di un elemento riscaldante (heater) separato nella struttura della testina, come mostrato in figura:

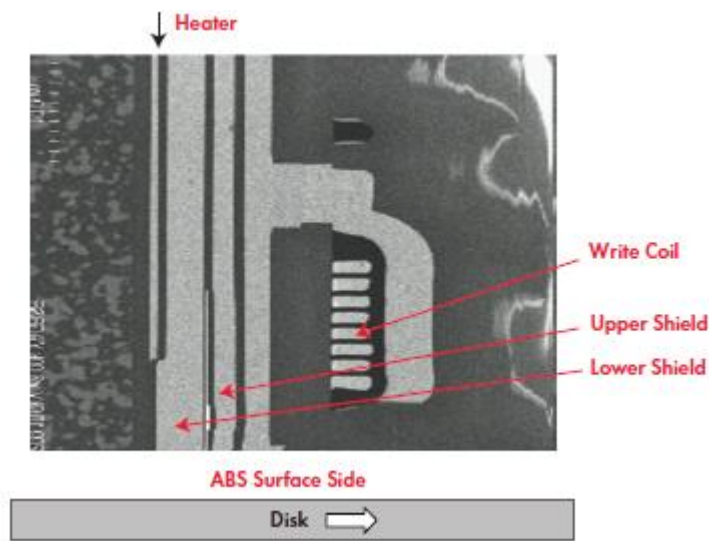


Figura 1-8 Sezione trasversale della struttura della testina

Regolando la corrente che passa nell'heater si regola la protrusione degli elementi di lettura/scrittura, infatti nella fase di scrittura viene ridotta tale corrente rispetto alla fase di lettura per compensare il fatto che la corrente che passa nella bobina di scrittura causa una protrusione addizionale, in questo modo la fly-height rimane circa costante. Per essere precisi, siccome la testina ha una certa costante di tempo per raggiungere la temperatura di regime, l'heater è attivato un po' prima dell'esecuzione delle operazioni di scrittura/lettura.

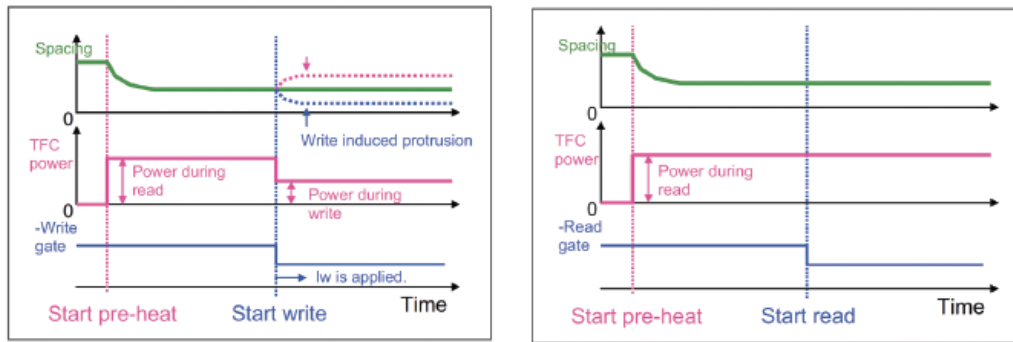


Figura 1-9 Operazioni di scrittura (a sinistra) e lettura (a destra) con TFC

Il più preciso controllo dello spazio tra testine e dischi magnetici consente non solo un'ottimizzazione della corrente di scrittura in un ampio range di temperatura ma anche una minore interferenza magnetica dalle tracce adiacenti grazie alla piccolissima fly-height così ottenibile. In conclusione l'uso del TFC porta migliori prestazioni e affidabilità degli hard disk drive.

Negli ultimi anni sono stati integrati negli slider con TFC anche dei sensori di contatto, elementi resistivi sensibili a variazioni di temperatura, per poter rilevare un'eventuale contatto testina-disco e per fare una mappatura dei difetti della superficie del disco. Il contatto viene rilevato monitorando la deviazione standard della tensione ai capi del sensore, normalmente essa è costante ma subisce una variazione a gradino all'inizio di un contatto.

Usando questi sensori è possibile predire la potenza di input all'heater che causerà il contatto indesiderato testina-disco (detta touch-down power) e, di conseguenza, controllarlo con una potenza di pochi mW in meno così da tenere costante l'altezza di volo dello slider.

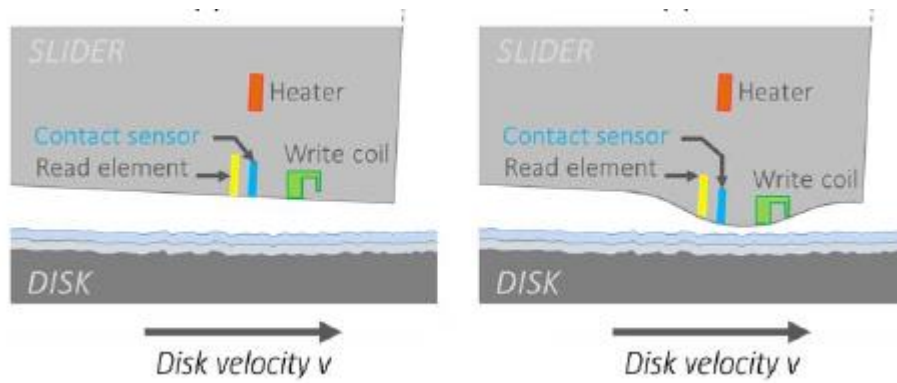


Figura 1-10 Posizione del sensore di contatto con heater disattivo (a sinistra) e attivo (a destra)

Bibliografia ragionata del capitolo

Per il paragrafo 1.1 si è fatto riferimento a [19] per la componentistica, si può consultare [28] per un approfondimento sulla rilevanza dei cuscinetti. Per il paragrafo 1.2 si è fatto riferimento a [18], [1], per approfondimenti sulle generazione alternativa del PES si può consultare [17]. Per il paragrafo 1.3 si è fatto riferimento a [21] e [15] per il TFC, [12] per i sensori di contatto.

Capitolo 2

Attuazione a Doppio Stadio

Per raggiungere densità di dati negli HDD dell'ordine dei Tb/in² inevitabilmente servono tracce molto strette; per esempio una densità di 10 Tb/in², traguardo fortemente ambito, significherebbe una larghezza di traccia inferiore a 10 nm e una tolleranza di errore di posizionamento di 1nm, ovvero il 10% della larghezza di traccia. Usando solo il convenzionale Voice Coil Motor diventerebbe piuttosto difficile posizionare la testina magnetica sul centro della traccia sia con grande accuratezza che con grande velocità (cioè ampia banda).

Perciò sin da metà degli anni '90 sono stati proposti diversi metodi di attuazione a due stadi (in inglese *DSA=dual-stage actuator*). In questo sistema il VCM fornisce una ampia e poco precisa corsa per il track-seeking, cioè lo spostamento da una traccia all'altra, e un microattuatore provvede invece ad un posizionamento sul centro traccia veloce e molto preciso, in grado di sopprimere vibrazioni e altri disturbi. Tale attuatore secondario dovrebbe inoltre essere economico da fabbricare e richiedere una piccola potenza per operare.

Esistono tre tipologie di microattuatore secondario, a seconda di dove si trova e dell'oggetto che muove: il primo tipo è localizzato poco dopo il VCM e permette di pilotare la sospensione, fornisce uno spostamento relativo più ampio degli altri ma ha una bassa frequenza di risonanza dato che deve muovere una massa

relativamente grande; il secondo tipo è localizzato presso lo slider e muove quest'ultimo rispetto alla sospensione, ha una frequenza di risonanza più alta rispetto al primo tipo e una realizzazione più semplice del terzo; infine l'ultimo tipo si trova al bordo dello slider e muove il trasduttore di lettura/scrittura di lato relativamente ad esso tramite dilatazione termica, in modo simile a quanto avviene nel thermal fly-height control. Può avere una frequenza di risonanza molto alta ma il suo processo di produzione integrata nella testina è complesso. Ora vedremo meglio le prime due tipologie, che sono di fatto le più diffuse in ambito industriale attualmente.

2.1 Sospensioni attuate tramite PZT

I microattuatori del primo tipo sono in genere una coppia di elementi piezoelettrici di piombo-zirconato di titanio ($\text{Pb}[\text{Zr}_x\text{Ti}_{1-x}]\text{O}_3$ ($0 < x < 1$), o PZT) posizionati all'inizio della sospensione e connessi alla base del braccio tramite strati adesivi. L'effetto piezoelettrico consiste in una deformazione meccanica quando una tensione elettrica viene applicata al materiale; quindi se si polarizzano gli elementi PZT in modo opposto è possibile fare in modo che un elemento si allunghi e l'altro si contragga, causando una piccolissima, ma ben controllata, rotazione della sospensione.

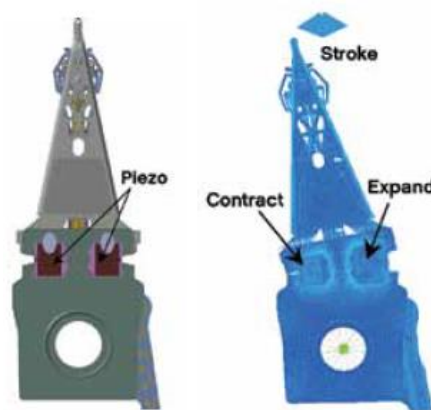
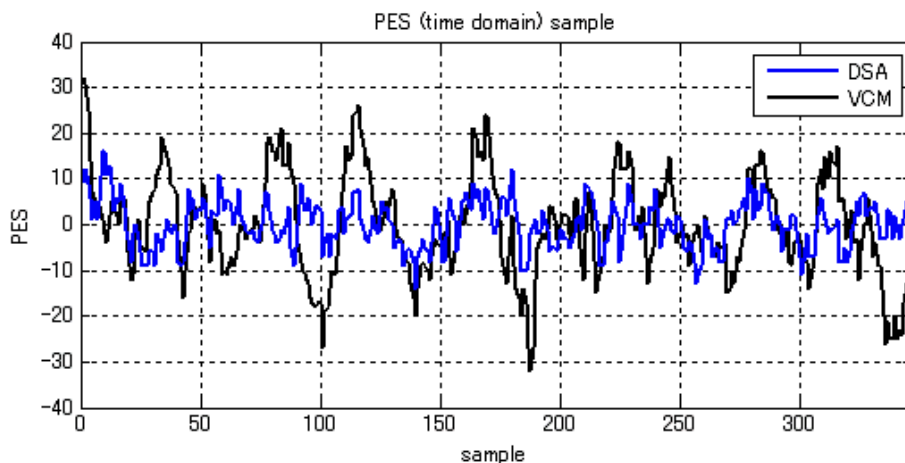


Figura 2-1 Microattuatori PZT

Siccome gli attuatori piezoelettrici normalmente producono notevoli forze ma brevi corse, l'attuazione è integrata con un meccanismo di leve per aumentare lo spostamento della testina.

Un vantaggio di questo approccio è la semplicità di implementazione, dal momento che non richiede significativi cambiamenti nel processo di realizzazione della sospensione. Tuttavia le modifiche nel design della sospensione necessarie a inserire il meccanismo di leve sopracitato hanno un impatto negativo su alcuni modi di risonanza della sospensione stessa, come il primo modo di oscillazione nel piano orizzontale e quello torsionale. Essi limitano la banda ottenibile dal servocontrollore per il track-following e vengono eccitati dai flussi d'aria.

Rispetto all'attuazione con un singolo stadio (VCM), il DSA può ridurre significativamente l'ampiezza delle oscillazioni della posizione della testina, come mostra nella figura seguente una comparazione, svolta dall'azienda HGST sull'hard drive Travelstar 5k1500 per PC notebook, del segnale di errore di posizione nel caso di servosistema a singolo stadio e doppio stadio, entrambi agenti in presenza di vibrazioni esterne.



2.1.1 Sensori di deformazione per cancellare le vibrazioni dovute a flussi d'aria

Il flusso d'aria generato dai dischi in rotazione è necessario a sostenere il cuscinetto d'aria tra disco e slider, che di conseguenza mantengono un'adeguata distanza reciproca. Tuttavia questo flusso induce anche vibrazioni strutturali delle sospensioni e dell'E-block del braccio, esse vanno a contribuire significativamente alla deviazione rispetto al centro della traccia e quindi vanno attenuate.

Una soluzione per aumentare la capacità del controllore di risolvere questo problema è attrezzare le sospensioni con dei *sensori di deformazione* (estensimetri) ad alta sensibilità, ciò permette di acquisire informazioni sulle vibrazioni con una frequenza di campionamento più alta e in una zona più vicina al punto del disturbo rispetto a quanto sia fattibile solo con il segnale di errore di posizione (PES) derivante dal disco.

E' possibile usare come sensori di deformazione gli stessi elementi PZT precedentemente descritti, in particolare nella soluzione a sospensione attuata uno dei due elementi fungerà da attuatore mentre l'altro da sensore. Questa modifica in pratica riduce della metà il guadagno dell'attuatore secondario, tuttavia il risultato è sufficiente ad un adeguato track-following nella maggior parte dei casi.

Tecniche di lavorazione su scala micrometrica permettono una precisa installazione dei sensori nei punti in cui si otterrà la massima informazione vibrazionale e il segnale così ottenuto può essere mandato in retroazione nell'anello di controllo del VCM o

dell'attuatore della sospensione affinché le vibrazioni vengano smorzate, oppure in feedforward nel caso sia mandato al controllore di un attuatore secondario del secondo tipo, cioè a slider attuato, o terzo tipo (trasduttore di scrittura/lettura attuato).

2.1.2 Attuatori PZT con smorzamento passivo

Un secondo metodo per attenuare le vibrazioni in un sistema a sospensione attuata con PZT è integrare le proprietà attive del materiale piezoelettrico con lo smorzamento passivo dovuto ad uno strato di materiale polimerico viscoelastico. Un pezzo di questo materiale viene interposto tra supporto, ovvero la sospensione, e l'elemento piezoelettrico. Il sistema così ottenuto viene detto *active constrained layer*, ACL. Tuttavia lo strato di materiale viscoelastico riduce il controllo diretto che l'attuatore PZT opera sulla sospensione, a causa della minore trasmissibilità; perciò si è pensato di ridurre la lunghezza del pezzo viscoelastico e inserire, alle estremità, degli elementi rigidi che connettono direttamente il supporto con lo strato piezoelettrico, il risultato è detto *enhanced ACL* (EACL).

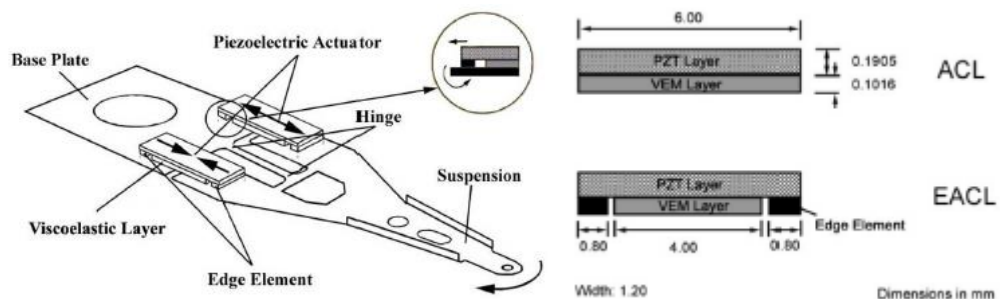


Figura 2-2 Rappresentazione di attuatori piezoelettrici ibridi attivi-passivi

Le vibrazioni indesiderate vengono attenuate grazie alla dissipazione di energia che si verifica nel moto di taglio degli strati viscoelastici indotto dalle suddette vibrazioni.

Test sperimentali condotti da ricercatori nel caso di attuazione puramente attiva (PA), ACL e EACL mostrano significativi miglioramenti nella risposta al gradino (impostato ad $1\mu\text{m}$) sia in termini di overshoot che di tempo di assestamento che di errore a regime, come si può vedere in figura 2-3.

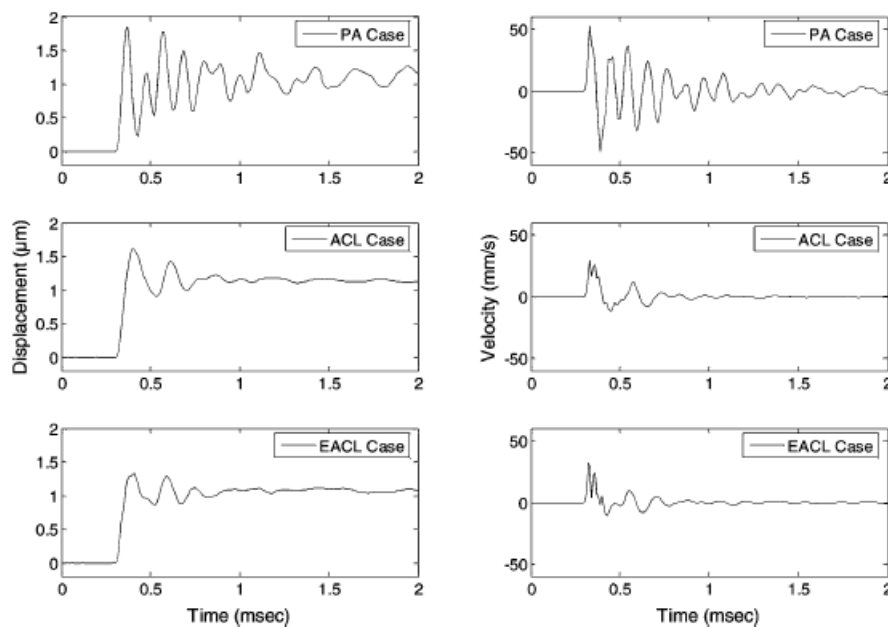


Figura 2-3 Risposta al gradino nel caso PA, ACL e EACL

Inoltre è stato verificato che nel caso di sistema ACL la tensione di controllo del microattuatore necessaria a operare è più alta rispetto a quella in condizione di attuatore puramente attivo, che, però, è a sua volta maggiore della tensione richiesta nel caso EACL, probabilmente perché il contributo di smorzamento dello strato viscoelastico riduce la necessità di tensione di controllo

mentre viene mantenuta la rigidità grazie agli elementi di connessione alle estremità.

2.2 DSA a slider attuato

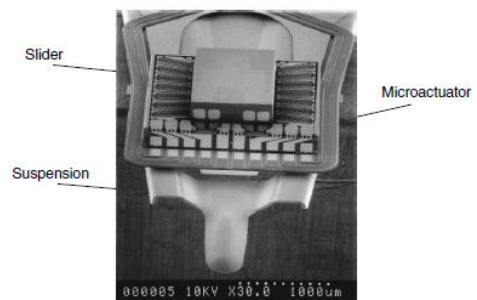
In questo approccio un microattuatore è posizionato tra lo slider e la sospensione per generare un moto rigido traslazionale o rotazionale nel piano orizzontale del primo rispetto alla seconda.

La banda risultante dei servosistemi a due stadi che utilizzano lo slider attuato può essere più alta di quelli con sospensioni attuate perché il meccanico di attuazione secondaria non sollecita le risonanze meccaniche della sospensione.

Attuatori adatti a questo metodo possono essere piezoelettrici, elettrostatici ed elettromagnetici. Studi recenti hanno mostrato anche la possibilità di utilizzare microattuatori elettrotermici.

Per semplificare l'operazione di assemblaggio del microattuatore tra slider e sospensione, nel corso del tempo sono state proposte diverse soluzioni con microattuatori integrati nello slider o nella struttura delle sospensioni.

Figura 2-4 Esempio di microattuatore MEMS elettrostatico rotazionale



2.2.1 Slider attuato tramite materiale piezoelettrico a singolo cristallo

Lo spostamento laterale dello slider può essere ottenuto interponendo tra sospensione e slider un microattuatore

piezoelettrico in grado di subire una deformazione di taglio, cioè mantenendo le superficie opposte parallele. Con le comuni ceramiche piezoelettriche lo spostamento generato con una tipica tensione di lavoro negli hard drive di 12 V non è sufficiente per il posizionamento della testina, una struttura del microattuatore a multistrato (cioè più strati di PZT intervallati da elettrodi) può aumentare significativamente la deformazione, tuttavia compromette l'affidabilità dell'attuatore, aumenta i costi e limita la miniaturizzazione.

Di conseguenza a queste considerazioni, negli anni più recenti è stato proposto per la movimentazione dello slider un microattuatore piezoelettrico monocristallino, cioè fatto da un singolo cristallo di $(1-x)\text{Pb}(\text{Zn}_{1/3}\text{Nb}_{2/3})\text{O}_3-x\text{PbTiO}_3$ ($x= 0.06-0.07$), detto più comunemente PZN-(6-7)% PT. Il microattuatore così ottenuto ha una struttura semplice e la deformazione che subisce a tensione di controllo costante è indipendente dalle sue dimensioni, caratteristiche molto favorevoli per un'ulteriore miniaturizzazione e per la robustezza del controllo.

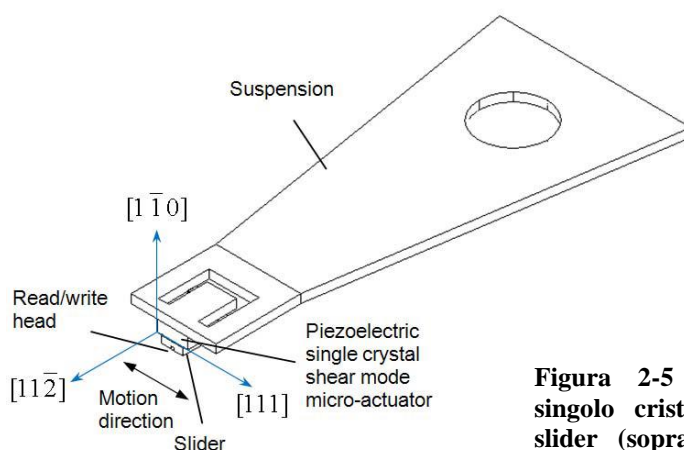
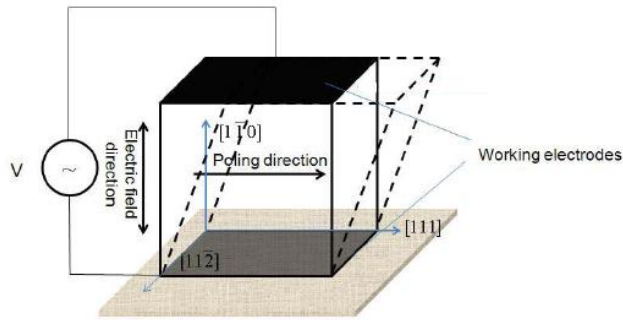


Figura 2-5 Microattuatore piezoelettrico a singolo cristallo installato tra sospensione e slider (sopra), e deformazione di taglio del cristallo soggetto ad un campo elettrico (sotto)



Lo spostamento orizzontale del microattuatore è calcolato dalla formula: $\Delta x \approx \theta \cdot h = d_{15} \cdot V/h \cdot h = d_{15} \cdot V$, dove d_{15} è il coefficiente piezoelettrico di deformazione di taglio, V è la tensione applicata e h è lo spessore del microattuatore. Notiamo, come precedentemente detto, che l'entità della deformazione non dipende dalle dimensioni del cristallo ma solo dalla tensione (con d_{15} fissato). La riduzione delle dimensioni permette di ottenere frequenze di risonanza più alte, perché la massa aggiunta alla cime della sospensione è minore e la frequenza di risonanza intrinseca del microattuatore è ridotta. Tuttavia il campo elettrico nel materiale deve sempre rimanere inferiore al campo coercitivo, ossia quel valore per cui il materiale perde la propria polarizzazione. Il campo coercitivo nella direzione $[1\bar{1}0]$ (in figura 2-5) del PZN-PT è circa 300 V/mm, perciò il minimo spessore del microattuatore è 40 μm con una tensione di lavoro di 12 V.

Dalla formula sopracitata vediamo che per ottenere uno spostamento maggiore di 20 nm a 12 V di tensione occorre che d_{15} sia più grande di 1667 pC/N, che è ampiamente superiore a quanto possano offrire le ceramiche o i polimeri piezoelettrici, il cui coefficiente d_{15} varia tra 300 e 700 pC/N. Nel caso di

microattuatore multistrato lo spostamento è amplificato di un fattore moltiplicativo pari al numero degli strati, perciò servirebbero da tre a sette strati ceramici, complicando il processo di fabbricazione e diminuendo l'affidabilità.

Invece, per i cristalli singoli piezoelettrici, valori tipici di d_{15} di PZN-PT con direzione del polarizzazione del cristallo in [111] (in figura 2-5) ed elettrodi perpendicolari a $[1\bar{1}0]$ sono nel range 2000-6000 pC/N.

Lo spostamento laterale del microattuatore non comporta alcuna deformazione verticale, perciò il controllo non deve preoccuparsi di variazioni indesiderate di altezza dello slider sopra il disco dovute all'attuatore.

I risultati dei test condotti mostrano che il microattuatore a singolo cristallo offre un'ampia larghezza di banda e uno spostamento laterale dello slider adeguato all'errore tollerato di deviazione dal centro di una traccia negli hard disk ad alta densità; con un'appropriata progettazione del controllo potrebbe anche portare all'accuratezza richiesta in futuro in HDD a 10 Tb/in².

2.2.2 Slider attuato tramite film sottile di PZT

Un'altra configurazione di attuazione a doppio stadio che sfrutta il fenomeno della piezoelettricità prevede che lo slider sia collegato ad una piccola struttura a 'U' di acciaio inossidabile di spessore 100 μm i cui lati sono ognuno ricoperto da uno strato di film sottile di PZT; minore è lo spessore del substrato di acciaio

maggiore è la sensitività del microattuatore, cioè a parità di tensione applicata lo spostamento è più significativo.

Applicando tensioni alternate con fase opposta ai due elementi piezoelettrici, uno si contrae mentre l'altro si espande facendo flettere i due bracci di acciaio, che di conseguenza muovono lo slider. La struttura è mostrata in figura 2-6.

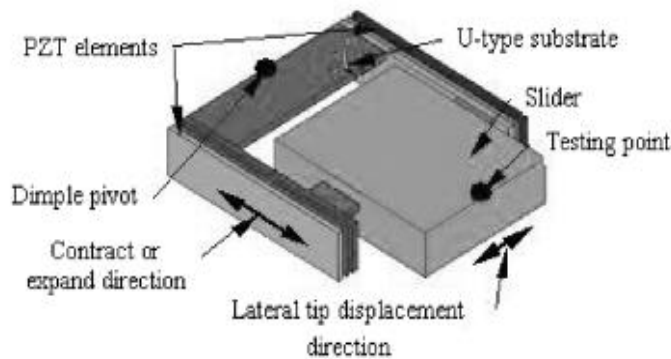


Figura 2-6 Microattuatore a U con due elementi PZT

Lo strato di materiale piezoelettrico, polarizzato nella direzione dello spessore (quest'ultimo pari a 600 nm), è compreso tra due elettrodi e il tutto è rivestito da uno strato protettivo di SiO₂.

Esperimenti condotti applicando una tensione alternata di ± 20 V mostrano che è possibile ottenere un relativamente ampio spostamento picco-picco (ovvero tra le due posizioni estreme) della testina, pari a 1.08 μm . Esso ovviamente diminuisce al diminuire della tensione e all'aumentare dello spessore del substrato di acciaio, come riportato nel grafico.

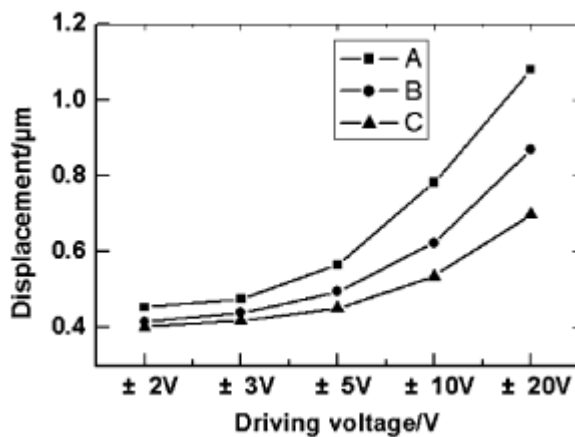


Figura 2-7
Grafico della sensitività
spostamento/tensione del
microattuatore con substrato avente
spessore: A-100 μm; B-200 μm;
C-300 μm

La risposta in frequenza dell'assieme braccio, sospensione, microattuatore e slider mostra una frequenza di risonanza dominante intorno ai 12 kHz, dando così la possibilità di utilizzare una banda più ampia di quella disponibile utilizzando una soluzione a doppio stadio a sospensione attuata, in quanto la frequenza di risonanza della sospensione limita la banda dell'attuatore in genere a 3-5 kHz.

2.2.3 Microattuatore elettromagnetico

In anni recenti è stato proposto un nuovo microattuatore di tipo elettromagnetico che trae ispirazione dal funzionamento di un motore lineare. Consiste in due avvolgimenti ed un piccolo magnete permanente in grado di traslare tra di essi.

La parte terminale della sospensione è composta di due parti sovrapposte, una rigida e una flessibile. Nella parte rigida, fatta di materiale magnetico dolce, è ricavato un foro a forma di 'H' e nei due pezzi sporgenti vengono avvolte le bobine. Il magnete permanente invece è attaccato ad una base collegata tramite uno stretto collo alla parte flessibile e si troverà ad essere inserito nel

foro ad H in mezzo alle bobine. Sulla superficie inferiore della suddetta base verrà montato lo slider.

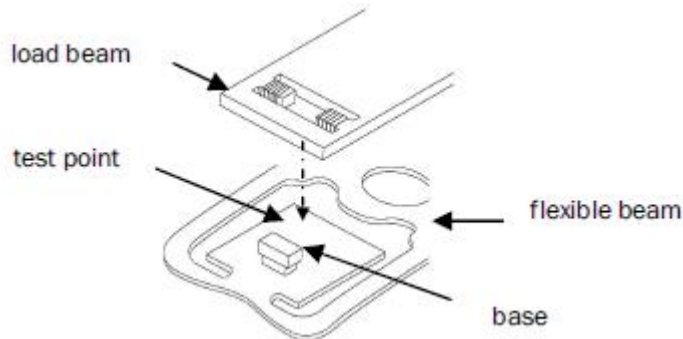


Figura 2-8 Schema del microattuatore

Gli avvolgimenti e la parte rigida della sospensione possono essere considerati lo statore, mentre il magnete e la parte flessibile la navicella. Quando viene applicata una tensione alle bobine la parte rigida si magnetizza, facendo così muovere opportunamente il magnete permanente. La base, come si vede in figura 2-8, può essere pensata come una trave vincolata ad uno solo dei due estremi, perciò, in conseguenza della traslazione del magnete, la base tenderà a flettersi lateralmente portando con sé lo slider sottostante.

Per verificare le prestazioni del microattuatore, al modello è stata applicata una simulazione in cui una forza elettromagnetica sinusoidale viene esercitata sul magnete permanente nel range di frequenza 100 Hz-30 kHz, i diagrammi di bode che ne risultano sono mostrati di seguito.

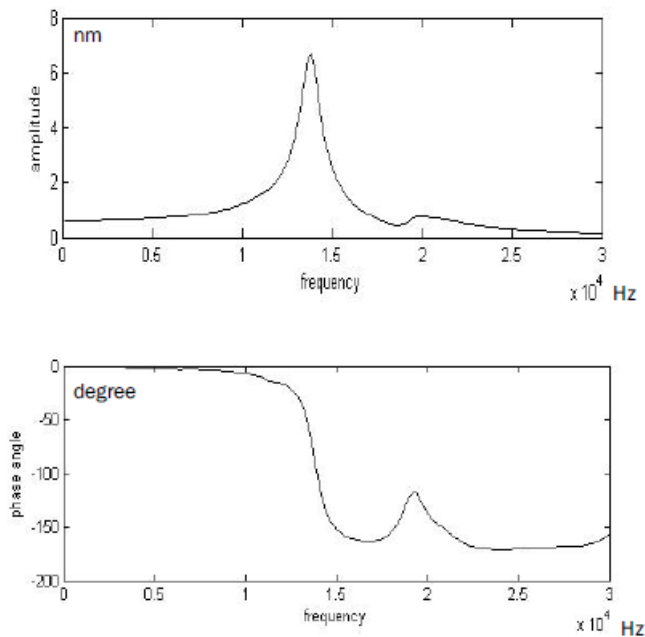


Figura 2-9 Diagrammi di Bode dell'ampiezza (sopra) e della fase (sotto)

Dai diagrammi si trova che il microattuatore presenta una risonanza meccanica a 1.4×10^4 Hz, quindi si mira ad ottenere una frequenza di attraversamento ad anello chiuso inferiore ad essa. Comunque tale valore implica che la testina di lettura/scrittura può essere posizionata accuratamente sopra la giusta traccia entro 0.1 ms.

Dato che la base a cui è collegato il magnete può essere semplificata come una trave a sbalzo, la sua massima deformazione è descritta dalla formula:

$$y = \frac{Fx^2(3l - x)}{6EI}$$

Dove F è la forza elettromagnetica, x la posizione lungo l'asse della trave, l la sua lunghezza, E il modulo di Young, I l'inerzia della sezione del collo che collega la base al resto della parte flessibile.

Inoltre, la forza elettromagnetica ha la formula sperimentale:

$$F = \frac{10^7 B^2 S}{8\pi}$$

Dove B è l'intensità di induzione magnetica al traferro, che è proporzionale alla corrente negli avvolgimenti, e S è la sezione del traferro.

Il parametro più semplice da modificare per controllare la deformazione è ovviamente la corrente e dalle due formule si può vedere che la deformazione massima è proporzionale al quadrato della corrente circolante negli avvolgimenti, come è dimostrato anche dalla simulazione applicando 10, 20, 30, 40, 50, 60, 70 mA.

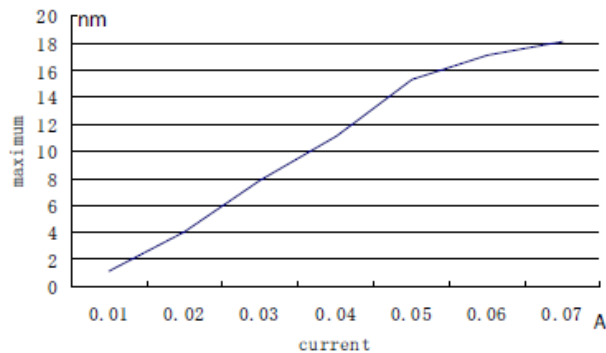


Figura 2-10 Massima deformazione in funzione della corrente

In conclusione, il nuovo microattuatore elettromagnetico slider-level proposto presenta frequenza di risonanza a 1.4×10^4 Hz, precisione di circa 1.3 nm, una corsa superiore a 17 nm e una realizzazione fisica semplice e a basso costo, caratteristiche che lo rendono adatto all'applicazione per hard disk drive ad alta densità.

2.2.4 Microattuatore elettrotermico silico-polimerico

Diversi tipi di microattuatori termici sono stati proposti per la movimentazione dello slider nei sistemi di attuazione a doppio stadio degli hard disk magnetici. Essi si basano sulla flessione

laterale di elementi metallici o di silicio a seguito di un aumento di temperatura dovuto alla circolazione di corrente in una parte resistiva.

Tuttavia elementi così fatti necessitano di un notevole aumento di temperatura, maggiore di 200-300° C, che può causare problemi di affidabilità.

Allora è stato suggerito un nuovo microattuatore a base di materiale composito di silicio e polimero, in grado di produrre un spostamento ampio e veloce con una moderata variazione termica, quindi con una temperatura di lavoro inferiore a quella necessaria per elementi puramente metallici o silicei. Utilizzare solo materiale polimerico sarebbe stato svantaggioso perché, nonostante un polimero si espanda più del metallo o del silicio a parità di variazione di temperatura, presenta però una minore conduzione di calore e quindi una lenta risposta termica.

La struttura del microattuatore in questione consiste in una coppia di elementi flettenti compositi, una parte mobile e un collegamento tra la parte fissa e quella mobile per dare maggiore rigidità a quest'ultima.

Come si può vedere nel dettaglio in figura 2-11, ogni elemento composito è formato da uno scheletro di silicio, da dei segmenti di polimero inseriti nelle cavità presenti sullo scheletro e da un film sottile riscaldante (heater). Lo scheletro serve a trasferire velocemente il calore al polimero (SU-8), che ha il compito di espandersi.

L'attivazione alternata degli elementi compositi con impulsi di tensione sinusoidale a singola semionda permette l'oscillazione della parte mobile e del femto slider ad essa collegato, permettendo

il preciso posizionamento della testina di lettura/scrittura sulla traccia voluta.

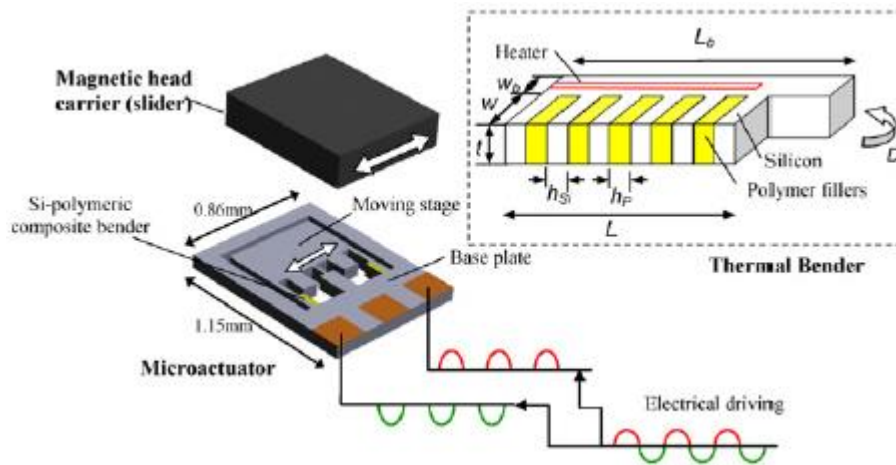


Figura 2-11 Schema del microattuatore: ogni elemento flettente composto è attivato elettrotermicamente da una tensione di alimentazione sinusoidale a singola semionda

La frequenza di risonanza di questo microattuatore può essere stimata con un modello a parametri concentrati costituito da una massa e una molla. La massa M include la parte mobile e lo slider, mentre la costante elastica della molla tiene in considerazione i due elementi composti e il collegamento centrale che collega parte fissa e parte mobile.

La rigidità di flessione laterale degli elementi composti può essere approssimata tenendo conto solo della parte piena di silicio. Escludere il contributo di rigidità delle sporgenze di silicio e dei riempimenti di polimero porta ad una sottostima della reale rigidità del microattuatore, tuttavia permette una rapida stima del limite inferiore di essa. Con questa approssimazione si giunge ad avere la seguente frequenza di risonanza:

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{Et}{4M} \left[2 \left(\frac{w_b}{L_b} \right)^3 + \left(\frac{w_c}{L_c} \right)^3 \right]}$$

dove L_b e w_b sono la lunghezza e la larghezza delle travi flettenti che rappresentano gli elementi compositi, L_c e w_c la lunghezza e la larghezza del collegamento centrale, t lo spessore delle tre travi, E il modulo di Young del materiale.

I parametri di progetto e le proprietà dei materiali usati per lo studio e sviluppo di questo microattuatore portano ad avere la prima frequenza di risonanza uguale a 29 kHz.

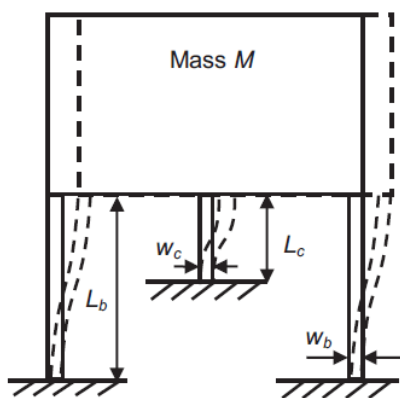


Figura 2-12 Modello meccanico semplificato a parametri concentrati

I successivi test sperimentali, fatti variando la frequenza della tensione di alimentazione a singola semionda a 3V da 100 Hz a 50 kHz, hanno portato ad osservare la prima frequenza di risonanza di oscillazione orizzontale a 36.8 kHz, maggiore del 27 % di quella precedentemente stimata con le semplificazioni citate.

Inoltre, con l'ausilio di un vibrometro laser a effetto Doppler è stato misurato lo spostamento picco-picco dello slider attuato, notando che esso è proporzionale alla potenza elettrica di input e, a parità di potenza, diminuisce con la frequenza della semionda della tensione.

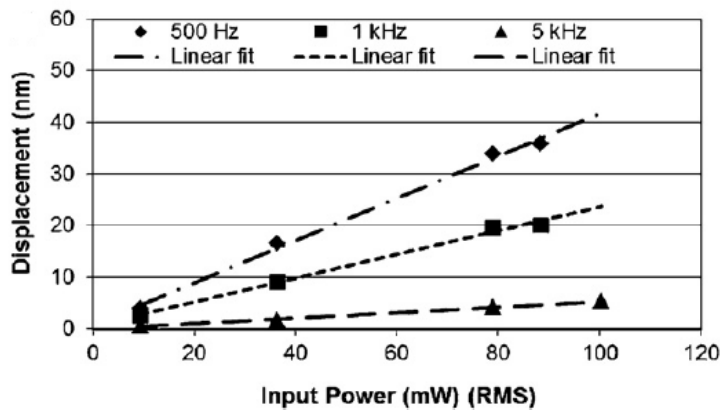


Figura 2-13 Andamento dello spostamento dello slider in funzione di potenza di input e frequenza di alimentazione

In particolare il valore di spostamento di 35 nm ottenuto con una tensione di 3.25 V a 500 Hz e potenza di input di 80 mW risulta più che adatto per un preciso, e ad ampia banda, posizionamento dello slider.

Bibliografia ragionata del capitolo

Per la parte introduttiva del capitolo si è fatto riferimento a [9]; per il paragrafo 2.1 a [20] e [7], per il paragrafo 2.1.1 a [7], per il paragrafo 2.1.2 a [8]. Per il paragrafo 2.2.1 si è fatto riferimento a [13], per il paragrafo 2.2.2 a [5], per il paragrafo 2.2.3 a [9], per il paragrafo 2.2.4 a [10].

Capitolo 3

Tecniche e schemi per il controllo

Come si è precedentemente accennato, i due compiti fondamentali del servosistema di un hard disk drive sono 1) trasferire la testina di lettura/scrittura da una traccia ad un'altra di destinazione nel più breve tempo possibile, questa fase è detta *track-seeking*, e 2) far rimanere la testina sul centro della traccia con estrema precisione durante l'operazione da effettuare, il che è particolarmente importante nel caso di una scrittura, perché il dato vecchio potrebbe non essere del tutto cancellato o potrebbe essere accidentalmente sovrascritto un altro dato. Questa seconda fase è detta *track-following*.

Il parametro di misura delle performance per il track-following più comunemente usato è il cosiddetto *track mis-registration* (TMR), che è la varianza della deviazione tra il centro della testina di lettura/scrittura e il centro della traccia. A livello industriale è generalmente accettato che il valore 3σ del TMR debba essere inferiore al 10% del passo di traccia, ovvero la distanza tra il centro di una traccia e quello della traccia adiacente. Per esempio, in un hard drive con densità pari a 10 Tbit/in^2 il passo di traccia sarebbe 11.6 nm , quindi con un valore 3σ uguale a 1.16 nm .

Tra le maggiori cause di TMR sono inclusi il runout del motore DC, cioè una rotazione non perfettamente in linea con l'asse centrale, la

fluttuazione dei dischi rotanti, forze di bias come l'attrito nei cuscinetti, disturbi dovuti a vibrazioni/shock esterni (da tenere in considerazione soprattutto nei PC portatili), vibrazioni del braccio e della sospensioni causate da turbolenza dell'aria, rumore nel position error signal (PES), tracce non perfettamente circolari e concentriche, vibrazioni residue della sospensione nel passaggio da track-seeking e track-following.

Varie metodologie e architetture di design del controllo sono state sviluppate per il sistema di attuazione a doppio stadio.

Possono essere sostanzialmente classificate in due categorie: quelle basate sui classici approcci SISO e quelle basate sui metodi di design MIMO.

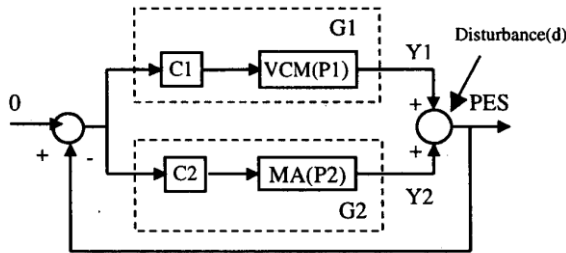
La maggior parte delle metodologie classiche prevedono una sorta di disaccoppiamento nel controllo di motore VCM e microattuatore e il progetto di più compensatori SISO per ottenere una funzione di sensibilità dell'anello chiuso complessivo che abbia una desiderata risposta frequenziale. Esempi di queste tecniche sono l'approccio master-slave, il design parallelo, quello a sensibilità disaccoppiata, il metodo PQ.

Tuttavia, siccome gli attuatori dual-stage sono sistemi multi-input, appare naturale utilizzare nel progetto dei controllori le moderne tecniche MIMO di controllo ottimo e robusto basate sullo stato del sistema. Tra queste rientra il controllo lineare quadratico gaussiano (LQG), il controllo robusto H_∞/H_2 , il progetto mediante μ -sintesi.

3.1 Design classici a doppio anello

In questa parte, quattro tipi di schemi concettuali di massima per il controllo di attuatori dual-stage verranno esaminati per valutarne vantaggi e svantaggi.

3.1.1 Loop parallelo



La funzione di trasferimento di anello chiuso è:

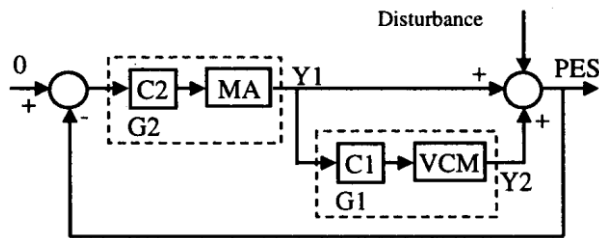
$$F_{cl} = \frac{G_1 + G_2}{1 + G_1 + G_2}$$

dove $G_1 = C_1 P_1$ e $G_2 = C_2 P_2$. C_1 e P_1 sono il compensatore e la funzione di trasferimento del motore VCM, rispettivamente, mentre C_2 e P_2 sono il compensatore e la funzione di trasferimento del microattuatore (MA). La funzione di reiezione del disturbo d è data da:

$$G_{dr} = \frac{PES}{d} = \frac{1}{1 + G_1 + G_2}$$

Come si può facilmente capire dall'equazione caratteristica ($1 + G_1 + G_2 = 0$), la stabilità del sistema complessivo non può essere garantita stabilizzando i due anelli individuali. Ovvero il progetto non può essere disaccoppiato. Tuttavia questo design ha il vantaggio di richiedere un solo segnale di feedback, infatti il sistema di attuazione a doppio stadio non fornisce un'informazione sul moto relativo tra i due stadi, ma soltanto il PES.

3.1.2 Loop master-slave



L'idea di fondo di questo schema è che il secondo stadio (il microattuatore) può reagire ai disturbi esterni molto più velocemente rispetto al primo, perciò viene scelto come loop principale o loop master. La funzione dello slave (VCM) è seguire il loop principale in modo che il microattuatore non debba mai superare il suo range di corsa. La funzione di trasferimento di anello chiuso del sistema diventa:

$$F_{cl} = \frac{(1 + G_1)G_2}{1 + (1 + G_1)G_2}$$

La funzione di reiezione del disturbo è:

$$G_{dr} = \frac{PES}{d} = \frac{1}{1 + (1 + G_1)G_2} \quad (1)$$

Possiamo vedere che la funzione di anello aperto è:

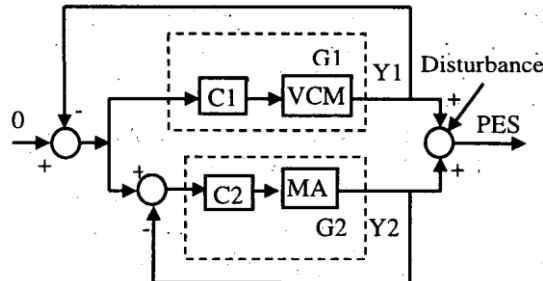
$$L = (1 + G_1)G_2$$

Quindi i due anelli aperti possono essere progettati separatamente, ma da (1) si vede anche che la progettazione della funzione di reiezione del disturbo non può essere disaccoppiata.

Inoltre questa struttura richiede due segnali, il PES e Y_1 , cioè deve essere misurato il moto relativo tra i due stadi di attuazione, ma comunemente questa misura non è direttamente ottenibile. Un modo per risolvere questo problema può essere usare il modello del microattuatore e la conoscenza del suo segnale di input per stimare

Y_1 . Chiaramente l'accuratezza del modello del microattuatore diventa fondamentale.

3.1.3 Loop a doppia retroazione



Questo tipo di design utilizza entrambi gli spostamenti dei due stadi (VCM e MA) come segnali in retroazione. La funzione di trasferimento di anello chiuso è:

$$F_{cl} = \frac{G_1 + G_2 + G_1 G_2}{(1 + G_1)(1 + G_2)}$$

La funzione di reiezione del disturbo e l'equazione caratteristica sono:

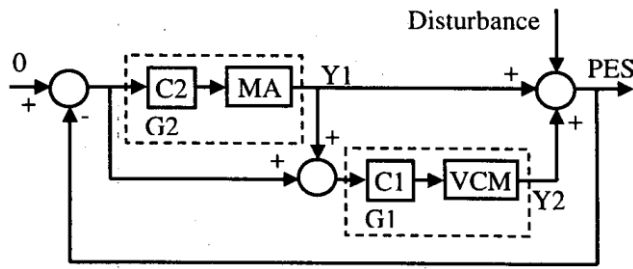
$$G_{dr} = \frac{PES}{d} = \frac{1}{(1 + G_1)(1 + G_2)}$$

$$(1 + G_1)(1 + G_2) = 0$$

Il maggior vantaggio di questo approccio è che il progetto dei due anelli può essere completamente disaccoppiato; il sistema complessivo è stabile quando lo sono i due anelli individuali. Allo stesso modo, decisi i due anelli risulta automaticamente determinata la funzione di reiezione del disturbo, come si può vedere dall'espressione sopra.

Lo svantaggio è la necessità di due segnali da usare per la retroazione.

3.1.4 Loop master-slave con disaccoppiamento



Questa quarta struttura è molto simile a quella master-slave vista in precedenza, ma grazie all'aggiunta del ramo di feedforward si ottiene lo stesso comportamento del caso a doppia retroazione. In aggiunta la funzione di anello aperto è più chiaramente identificabile:

$$L = G_1 + G_2 + G_1 G_2$$

Di nuovo è necessaria la misura o la stima di Y_1 , però, a differenza del terzo design, solo il PES è retroazionato.

3.2 Switching control con compensazione dei valori iniziali

Dal momento che track-seeking e track-following presentano requisiti differenti in termini di velocità e livello di precisione, può essere appropriato progettare diversi servocontrollori per le due modalità dell'azione di posizionamento della testina. Per questo motivo è ampiamente utilizzato negli hard disk magnetici il sistema a Mode Switching Control (MSC). Esso consiste, in breve, nella progettazione di un controllo per ognuna delle modalità e di un modo per passare (switch) dall'uno all'altro. Gli approcci per il design di ciascun controllore sono svariati: controllo bang-bang, ripetitivo, adattativo, a due gradi di libertà, LQG, H_∞ .

Nonostante l'intero sistema sia nonlineare a causa di una funzione di switch, ciascuna modalità può essere trattata come un controllo lineare con valori iniziali non nulli. Normalmente nel progettare un sistema di controllo si assume che le variabile di stato, come posizione e velocità, siano uguali a zero; ma in questo caso non possono essere ignorate perché nel passaggio da una modalità all'altra, per esempio da track-seeking a track-following, potrebbero invece essere diverse da zero. Per tenere conto di ciò il progetto del MSC si basa sulla tecnica chiamata Initial Value Compensation (IVC).

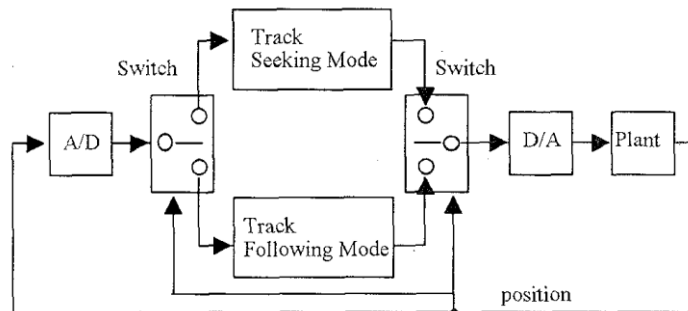
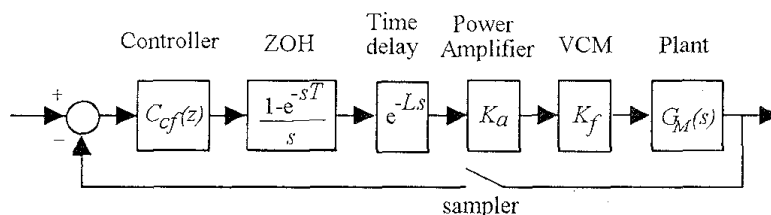


Figura 3-1 Diagramma a blocchi del Mode Switching Control

Per maggiore semplicità e chiarezza questa sezione farà riferimento ad un hard drive con attuatore a singolo stadio, cioè solo il motore VCM, ma è possibile consultare numerosa letteratura che mostra come estendere il MSC al caso di doppio stadio.

Ciò premesso, supponiamo che la modalità di track-following abbia il seguente schema:



Si tratta di un sistema stabile single-input/single-output, dove sia il controllore che l'impianto sono controllabili e osservabili e le loro funzioni di trasferimento sono stabili.

Le equazioni di stato dell'impianto e del controllore sono:

$$X_p(k+1) = A_p X_p(k) + B_p u(k)$$

$$y(k) = C_p X_p(k)$$

$$X_c(k+1) = A_c X_c(k) + B_c (r(k) - y(k))$$

$$u(k) = C_c X_c(k) + D_c (r(k) - y(k))$$

dove X_p è un vettore degli stati di ordine m dell'impianto, X_c un vettore degli stati di ordine n del controllore, u l'input di controllo all'impianto, r il riferimento, y la variabile controllata, ovvero la posizione della testina. $A_p, B_p, C_p, A_c, B_c, C_c, D_c$ sono matrici reali $m \times m, m \times 1, 1 \times m, n \times n, n \times 1, 1 \times n, 1 \times 1$, rispettivamente. k sta ad indicare il tempo, infatti, dato che il controllore è implementato in un microprocessore, le formule sono scritte nel dominio del tempo discreto. $k = 0$ indica l'istante di uno scambio di modalità.

L'equazione di stato di anello chiuso è data da:

$$X(k+1) = AX(k) + Br(k)$$

$$y(k) = CX(k)$$

dove

$$X = \begin{bmatrix} X_c^T & X_p^T \end{bmatrix}^T, \quad A = \begin{bmatrix} A_c & -B_c C_p \\ B_p C_c & A_p - B_p D_c C_p \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} B_c \\ B_p D_c \end{bmatrix},$$

$$C = \begin{bmatrix} 0 & C_p \end{bmatrix}$$

L'obiettivo è minimizzare la funzione di costo così definita:

$$J = \sum_{k=0}^{\infty} X(k)^T \cdot Q \cdot X(k) \quad (1)$$

dove Q è una matrice quadrata di ordine $m+n$ i cui elementi sono tutti non negativi. Nel caso $J = \sum_{k=0}^{\infty} X(k)^T \cdot q \cdot X(k)$ in cui q è una matrice diagonale di ordine m , l'espressione significa una somma dei quadrati delle variabili di stato dell'impianto, come posizione e velocità, moltiplicati per coefficienti di peso.

Un controllore in grado di minimizzare questa funzione di costo può migliorare le caratteristiche del transitorio a seguito di uno switch di modalità.

L'equazione (1) può essere trasformata nella (3) tramite l'equazione di Lyapunov (2):

$$A^T \cdot P \cdot A - P = -Q \quad (2)$$

$$J = X(0)^T \cdot P \cdot X(0) = \begin{bmatrix} X_c(0)^T & X_p(0)^T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_{11} & p_{12} \\ p_{12}^T & p_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_c(0) \\ X_p(0) \end{bmatrix}$$

(3)

dove P è una matrice definita positiva che soddisfa (2) .

Poiché $J > 0$ e, per $X_c(0)$, è un'equazione polinomiale del secondo ordine, esiste un valore minimo di J per $X_c(0)$. Differenziando J su $X_c(0)$ si ha:

$$\frac{\partial J}{\partial X_c(0)} = 2p_{11}X_c(0) + 2p_{12}X_p(0) = 0$$

Allora

$$X_c(0) = -p_{11}^{-1} \cdot p_{12} \cdot X_p(0) \quad (4)$$

$X_c(0)$ esiste perché $p_{11} \neq 0$ per il criterio di Sylvester (la matrice P è definita positiva se e solo se tutti i suoi minori principali sono positivi). $X_c(0)$ è un valore iniziale del controllore.

Al cambiamento di modalità, le variabili di stato del controllore per il track-following possono essere resettate a $X_c(0)$ calcolato in (4) usando $X_p(0)$ misurato. La minimizzazione della funzione di costo permette così di ottimizzare le caratteristiche del transitorio dopo lo switch.

Il grafico sottostante mostra il risultato di una simulazione fatta prima con e senza compensazione dei valori iniziali tramite minimizzazione della funzione di costo:

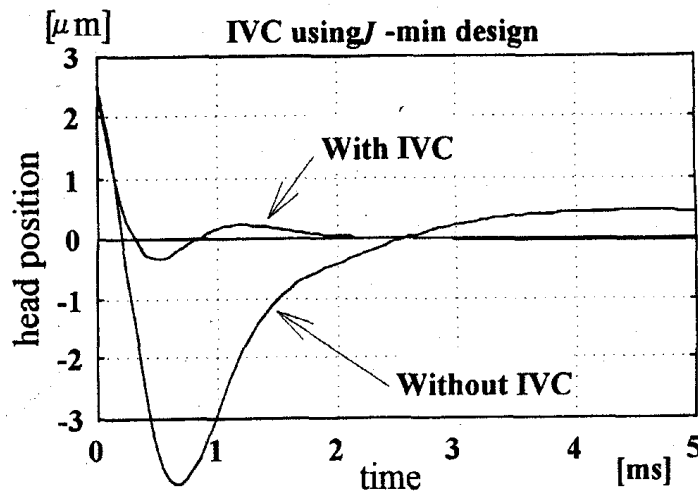


Figura 3-2 Miglioramento del transitorio con IVC dopo uno switch di modalità

3.3 Modellazione di un attuatore a doppio stadio e controllo con osservatore dello stato e feedforward

Dato che il pregio dell'attuatore a doppio stadio è la possibilità di realizzare un sistema ad alta precisione, avere un modello accurato di esso è importante nel progetto del controllore.

Di seguito si utilizzerà la seguente notazione:

- K_v, K_m Costante di coppia del VCM, microattuatore
- J_v, J_m Inerzia del VCM, microattuatore

J_a	Inerzia totale dell'attuatore dual-stage
u_v, u_m	Controllo applicato al VCM, microattuatore
l_v, l_m	Lunghezza del VCM, microattuatore
k_m, b_m	Rigidità, smorzamento del microattuatore
θ_v, θ_m	Posizione angolare del VCM, microattuatore
ϕ	Posizione angolare relativa tra VCM e microattuatore

Il secondo stadio è responsabile del microposizionamento della testina, perciò è ragionevole costruire il modello nell'ipotesi che la sua corsa sia molto piccola. In tal caso la posizione della testina può essere così descritta:

$$s = (l_v + l_m)\theta_v + l_m\phi$$

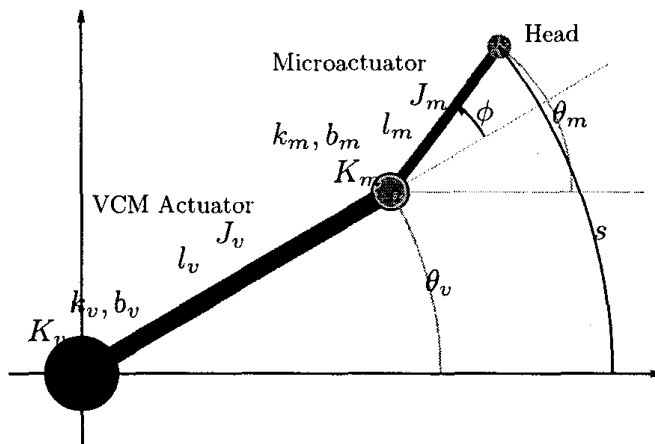


Figura 3-3 Modellazione di un attuatore dual-stage

Detti $x_v = (l_v + l_m)\theta_v$ e $x_m = l_m\phi$, abbiamo come vettore degli stati, vettore degli output e vettore degli input di controllo

$$x = \begin{bmatrix} x_v \\ \dot{x}_v \\ x_m \\ \dot{x}_m \end{bmatrix}, \quad y = \begin{bmatrix} x_v + x_m \\ x_m \end{bmatrix}, \quad u = \begin{bmatrix} u_v \\ u_m \end{bmatrix}$$

rispettivamente.

L'attuatore VCM è modellato da

$$G_v = \begin{bmatrix} A_v & B_v & 0 \\ C_v & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

dove

$$A_v = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad B_v = \begin{bmatrix} 0 \\ (l_v + l_m)K_v/J_v \end{bmatrix}, \quad C_v = [1 \quad 0]$$

Il microattuatore è modellato da

$$G_m = \begin{bmatrix} A_m & -B_{mv} & B_m \\ C_m & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

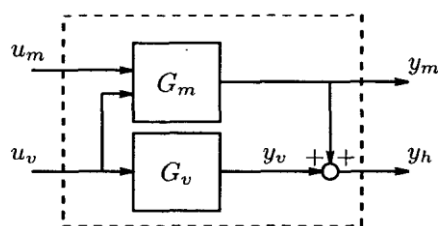
dove

$$A_m = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -k_m/J_e & -b_m/J_e \end{bmatrix}, \quad B_{mv} = \begin{bmatrix} 0 \\ l_m K_v/J_v \end{bmatrix},$$

$$B_m = \begin{bmatrix} 0 \\ l_m K_m/J_e \end{bmatrix}, \quad C_v = [1 \quad 0]$$

e $J_e = J_a J_m / (J_a + J_m)$.

L'attuatore a doppio stadio può essere modellato o nella forma MIMO o nella forma multi-input/single-output (MISO). Il controllo del MISO richiede solo la posizione della testina, che rappresenta la posizione combinata dei due attuatori, mentre il controllo del MIMO richiede anche lo spostamento relativo tra i due attuatori, che in genere ottenuto tramite approssimazione dall'output del controllo del microattuatore. Nel caso di microattuatore piezoelettrici, la variazione dei loro parametri durante il funzionamento può ridurre l'accuratezza dell'approssimazione degradando così le performance del controllo. Perciò, a meno che non sia presente un qualche tipo di sensore per misurare l'errore di posizione relativa, può essere preferibile usare per il progetto la forma MISO.



3-4 Attuatore dual-stage MIMO

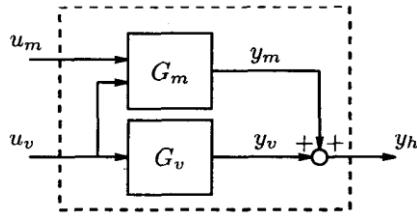


Figura 3-5 Attuatore dual-stage MISO

L'attuatore a due stadi MIMO è modellato da

$$G_p = \begin{bmatrix} A_v & 0 & B_v & 0 \\ 0 & A_m & -B_{mv} & B_m \\ C_v & C_m & 0 & 0 \\ 0 & C_m & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

L'attuatore a due stadi MISO è modellato da

$$G_p = \begin{bmatrix} A_v & 0 & B_v & 0 \\ 0 & A_m & -B_{mv} & B_m \\ C_v & C_m & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Per un periodo di campionamento di T_s , l'equivalente in tempo discreto del modello è espresso da

$$G_p = \left[\begin{array}{c|c} \Phi_p & \Gamma_p \\ \hline C_p & 0 \end{array} \right] = \left[\begin{array}{cc|cc} \Phi_v & 0 & \Psi_v B_v & 0 \\ 0 & \Phi_m & -\Psi_m B_{mv} & \Psi_m B_m \\ \hline C_v & C_m & 0 & 0 \end{array} \right]$$

dove

$$\Phi_v = e^{A_v T_s}, \quad \Phi_m = e^{A_m T_s},$$

$$\Psi_v = \int_0^{T_s} e^{A_v t} dt, \quad \Psi_m = \int_0^{T_s} e^{A_m t} dt,$$

Inoltre indichiamo

$$\Gamma_v = \Psi_v B_v, \quad \Gamma_m = \Psi_m B_m$$

Design del controllo

Per realizzare il controllo dobbiamo progettare un osservatore dello stato per stimare gli stati, un regolatore per

pilotare gli attuatori in modo da far convergere a zero sia il PES sia l'errore di posizione relativo tra i due stadi (ϕ), detto RPES, e un'azione di feedforward per sfruttare al meglio le proprietà del microattuatore.

L'*osservatore dello stato* consta di due parti: una prima equazione aggiorna lo stima corrente dello stato ($\hat{x}(k)$) sommando al valore predetto al passo temporale precedente un fattore correttivo basato sulla differenza tra uscita corrente misurata e uscita attesa; la seconda equazione invece fa una predizione dello stato al passo successivo ($\bar{x}(k+1)$) basandosi sulla stima corrente dello stato calcolata come sopra e sull'input di controllo corrente.

$$\hat{x}(k) = \bar{x}(k) + L_c (y(k) - C_p \bar{x}(k)) \quad (1)$$

$$\bar{x}(k+1) = \Phi_p \hat{x}(k) + \Gamma_p u(k) \quad (2)$$

Sostituendo (1) in (2) si ottiene:

$$\bar{x}(k+1) = \Phi_p \bar{x}(k) + \Phi_p L_c (y(k) - C_p \bar{x}(k)) + \Gamma_p u(k) \quad (3)$$

Si sa che:

$$x(k+1) = \Phi_p x(k) + \Gamma_p u(k) \quad (4)$$

$$y(k) = C_p x(k)$$

Sottraendo (4) da (3) e facendo qualche raccoglimento si ha

$$\bar{x}(k+1) - x(k+1) = (\Phi_p - \Phi_p L_c C_p)(\bar{x}(k) - x(k))$$

Naturalmente $\bar{x} - x$ rappresenta l'errore di stima, per minimizzare questo errore si calcola il guadagno dell'osservatore L_c per esempio col metodo del posizionamento dei poli, cioè facendo in modo che $\Phi_p - \Phi_p L_c C_p$ abbia gli appropriati autovalori, che sono i suoi poli.

Metodo della retroazione dello stato

Questa tecnica prevede di generare un comando di controllo proporzionale allo stato del sistema da controllare, o, per essere più precisi in questo caso specifico, alla differenza tra lo stato di riferimento x_{ref} e la stima derivante dall'osservatore.

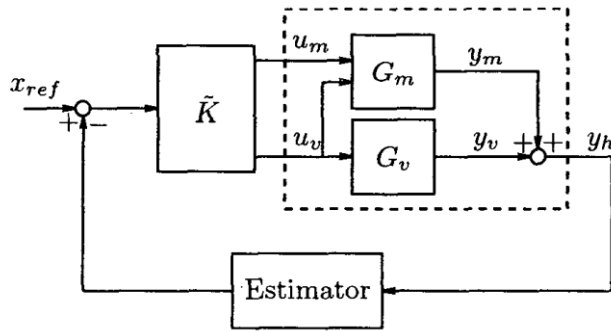


Figura 3-6 Schema del sistema di controllo MISO di un attuatore dual-stage

$$u(k) = \begin{bmatrix} u_v(k) \\ u_m(k) \end{bmatrix} = -K_c(x_{ref} - \hat{x}(k))$$

Utilizzando la struttura di Φ_p e Γ_p possiamo determinare separatamente i guadagni di retroazione dello stato per il VCM e per il microattuatore. Detti tali guadagni K_{cv} e K_{cm} , essi vanno determinati così che $\Phi_v + \Gamma_v K_{cv}$ e $\Phi_m + \Gamma_m K_{cm}$ abbiano gli autovalori desiderati.

Allora, con un guadagno di retroazione di stato

$$K_c = \begin{bmatrix} K_{cv} & 0 \\ K_{cmv} & K_{cm} \end{bmatrix}$$

abbiamo

$$\Phi_p + \Gamma_p K_c = \begin{bmatrix} \Phi_v + \Gamma_v K_{cv} & 0 \\ \Psi_m(-B_{mv}K_{cv} + B_m K_{cmv}) & \Phi_m + \Gamma_m K_{cm} \end{bmatrix}$$

K_{cmv} è una matrice arbitraria della giusta dimensione, ma, essendoci lo 0, non ha alcun valore nel calcolo degli autovalori di $\Phi_p + \Gamma_p K_c$, che sono determinati dai guadagni K_{cv} e K_{cm} .

Design del feedforward

Il controllo con retroazione dello stato è un regolatore che si limita a cercare di portare a zero RPES e PES, perciò, usandolo da solo, non è assicurato un importante miglioramento delle performance del doppio stadio rispetto all'attuatore singolo.

Per avvantaggiarsi di più delle caratteristiche del microcontrollore nel progetto del servosistema è utile generare un'azione di feedforward:

$$u_{ff} = K_{ff} \left(x_{ref}(k) - (\hat{x}_1(k) + \mu \hat{x}_3(k)) \right)$$

dove μ è un fattore per calibrare il ruolo del microattuatore (le cui variabili di stato sono in x_3 e non in x_1) nell'errore di posizione. Il guadagno di feedforward K_{ff} può essere determinato usando i parametri del microattuatore. Maggiore è K_{ff} , più rapida è la risposta del microattuatore all'errore di posizione, tuttavia occorre prestare attenzione a non eccitare risonanze indesiderate. Inoltre, la scelta del guadagno dovrebbe sottostare ad un compromesso tra reiezione ideale del disturbo e le incertezze parametriche e i disturbi effettivamente presenti nella pratica.

Nota sulla determinazione dei parametri del microattuatore

Supponendo nota l'inerzia J_m , i parametri b_m, k_m del microattuatore possono essere desunti sperimentalmente a partire dalla sua risposta in frequenza.

Consideriamo il moto libero del microattuatore:

$$\ddot{\phi} + \frac{b_m}{J_m} \dot{\phi} + \frac{k_m}{J_m} \phi = 0$$

E la comune equazione di un sistema del secondo ordine

$$\ddot{\phi} + 2\zeta\omega\dot{\phi} + \omega^2\phi = 0$$

allora abbiamo $2\zeta\omega = \frac{b_m}{J_m}$, $\omega^2 = \frac{k_m}{J_m}$. Approssimando la risposta in frequenza del microattuatore con quella di un sistema del secondo ordine possiamo ricavare ζ e la frequenza di risonanza ω , successivamente calcolare b_m, k_m .

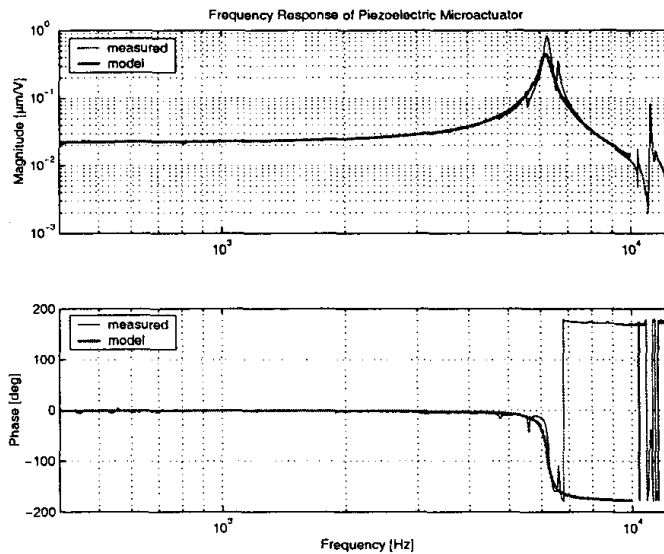


Figura 3-7 Esempio di risposta frequenziale di un microattuatore PZT

Un problema degli attuatori piezoelettrici è che sono soggetti ad un ciclo di isteresi che dipende dall'ampiezza e dalla frequenza del segnale di input. Tuttavia, alcuni risultati sperimentali mostrano che per piccole ampiezze del segnale di input l'effetto dell'isteresi diventa trascurabile e indipendente dalla frequenza, perciò può essere tralasciato nel progetto del controllo. Infatti l'ampiezza del segnale di controllo del microattuatore diventa grande solo all'inizio di una fase track-seeking e si riduce rapidamente mentre la testina si avvicina alla traccia di destinazione.

Con questa semplificazione, la costante di coppia K_m del microattuatore in modo semplice assumendo che la banda del controllo sia sufficientemente inferiore alla frequenza di risonanza.

Così abbiamo

$$k_m \phi = K_m u_m$$

Allora, dato il rapporto ϕ/u_m la costante di coppia è

$$K_m = \frac{k_m \phi}{u_m}.$$

3.4 Controllo a due gradi di libertà per un rapido track-seeking

Come si è detto precedentemente, in un servosistema a doppio stadio di un HDD il microattuatore compie un posizionamento della testina di lettura/scrittura preciso e veloce grazie alla sua ampia larghezza di banda. Il range di moto del microattuatore è molto piccolo di quello del VCM, perciò il secondo stadio è usato principalmente nel controllo del track-following per sopprimere i disturbi che porterebbero la testina fuori traccia. Tuttavia, con l'aumento della densità di tracce sui dischi, lo spostamento della testina causato da un microattuatore PZT che muove la sospensione può essere sufficiente per contribuire a ridurre il tempo di track-seeking. Per esempio, con una densità di 100 kTPI (track-per-inch) un range di moto del secondo stadio di $\pm 0.75 \mu\text{m}$ può coprire cinque o sei tracce.

La performance desiderata è che la risposta del sistema ad un gradino di riferimento salga rapidamente con un overshoot minimo

e senza oscillazioni. In generale, il progetto del controllo con basso overshoot richiede una struttura a due gradi di libertà (2DOF), che coinvolge due percorsi: un anello chiuso per ottenere la riduzione dell'errore e un feedforward per avere un veloce risposta del sistema.

Il controllo 2DOF per l'attuatore a doppio stadio è mostrato in figura 3-8, dove il loop in retroazione di base include il modello P_V del VCM e il relativo controllore C_V . Poi c'è il controllo di feedforward, che si compone di due elementi: C_F e C_M . Il controllore C_F serve a migliorare la risposta del sistema nell'inseguimento del riferimento, mentre C_M coordina i due attuatori.

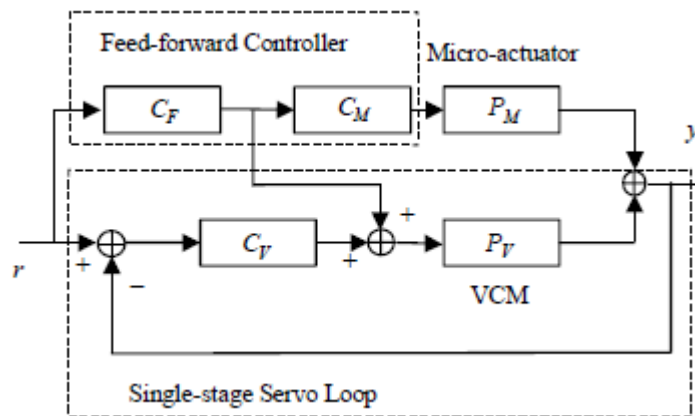


Figura 3-8 Diagramma del controllo 2DOF dual-stage

La funzione di trasferimento da r a y è espressa da

$$y = \frac{C_V P_V + C_F (P_V + C_M P_M)}{1 + C_V P_V} r$$

Nel percorso di feedforward l'impianto virtuale è la somma del VCM e del microattuatore con C_M , cioè

$$P_{FF} = P_V + C_M P_M$$

Qui C_M ha due funzioni: 1) rendere P_{FF} invertibile e 2) far lavorare in VCM alle basse frequenze e il microattuatore alle alte frequenze. Supponiamo che i modelli di VCM e microattuatore e C_M siano espressi come di seguito:

$$P_V = \frac{N_V^{[n-2]}}{D_V^{[n]}} ; \quad P_M = \frac{N_M^{[k]}}{D_M^{[m]}} ; \quad C_M = \frac{N^{[l]}}{D^{[l]}} ;$$

dove k, l, m, n sono gli ordini con $n \geq 2, m \geq k > 0, l > 0$.

Allora l'impianto virtuale è

$$P_{FF} = \frac{N_V^{[n-2]}}{D_V^{[n]}} + \frac{N^{[l]} N_M^{[k]}}{D^{[l]} D_M^{[m]}} = \frac{N^{[l]} N_M^{[k]} D_V^{[n]} + D^{[l]} D_M^{[m]} N_V^{[n-2]}}{D^{[l]} D_M^{[m]} D_V^{[n]}} \quad (1)$$

A questo punto si può applicare il metodo del *perfect tracking control* (PTC), in cui si pone che C_{FF} sia l'inversa di P_{FF} . Però C_{FF} è impropria quando $m > k$, quindi occorre inserire dei poli ulteriori di fisica realizzabilità, quindi si ha

$$C_{FF} = \frac{(2\pi f_c)^i}{(s + 2\pi f_c)^i} P_{FF}^{-1}$$

dove i è il numero dei poli ulteriori; in pratica il termine aggiunto è un filtro passa-basso la cui frequenza di taglio è f_c .

Nella pratica, l'incertezza degli attuatori alle alte frequenze deteriorerebbe l'inseguimento del riferimento al di là della banda di funzionamento, rendendo il controllo a inseguimento perfetto non ottenibile. Il filtro passa basso permette un inseguimento quasi perfetto solo entro la banda di f_c , infatti la risposta frequenziale del percorso di feedforward vale

$$\begin{aligned} |C_{FF}(f)P_{FF}(f)| &= 1 & f < f_c \\ |C_{FF}(f)P_{FF}(f)| &< 1 & f \geq f_c \end{aligned}$$

Per il track-seeking, si può vedere questo controllo come una soluzione che non fa seguire al sistema in retroazione l'esatta risposta a gradino, piuttosto un riferimento che sale velocemente equivalente ad un segnale a gradino passante attraverso un filtro passa-basso.

Un altro problema è che il VCM potrebbe avere zeri a fase non minima che renderebbero l'inversione della funzione impossibile, ma può essere risolto selezionando N e D in modo appropriato. La metodologia generale per farlo è risolvere delle equazioni polinomiali così da avere radici stabili nel numeratore di P_{FF} .

Supponiamo di avere il seguente impianto P derivato dai modelli del VCM e del microattuatore:

$$P = \frac{P_V}{P_M} = \frac{N_V D_M}{D_V N_M}$$

Quando un controllore stabile

$$Q = \frac{N^*}{D^*}$$

senza zeri a fase non minima può stabilizzare l'impianto P , la funzione di trasferimento di anello chiuso è

$$\frac{PQ}{1 + PQ} = \frac{N^* D_M N_V}{D^* N_M D_V + N^* D_M N_V} \quad (2)$$

Il cui denominatore non ha poli instabili. Comparando il denominatore di (2) e il numeratore di (1), il controllore C_M può essere determinato da

$$C_M = \frac{D^*}{N^*}$$

che renderebbe il modello dell'impianto virtuale invertibile.

Questa tecnica è detta *metodo PQ*. La frequenza di crossover di PQ è la frequenza di intersezione tra P_V e P_M , ciò implica che il VCM offre maggiore sforzo di posizionamento entro la banda inferiore a quella frequenza e il microattuatore opera invece a frequenze maggiori.

Esperimenti condotti su un servosistema a singolo stadio e su uno a doppio stadio con controllo 2DOF misurando lo spostamento tramite un vibrometro laser doppler hanno dimostrato l'effettivo miglioramento della risposta al gradino nel track-seeking nel secondo caso, come si può riscontrare dai grafici sottostanti.

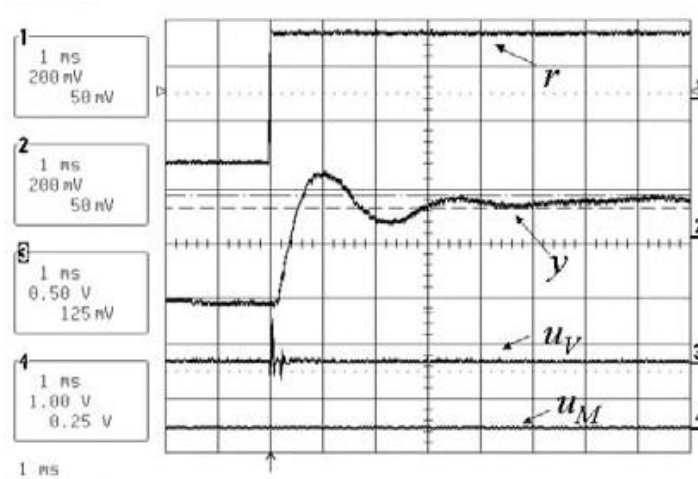


Figura 3-9 Risposta al gradino di un sistema single-stage

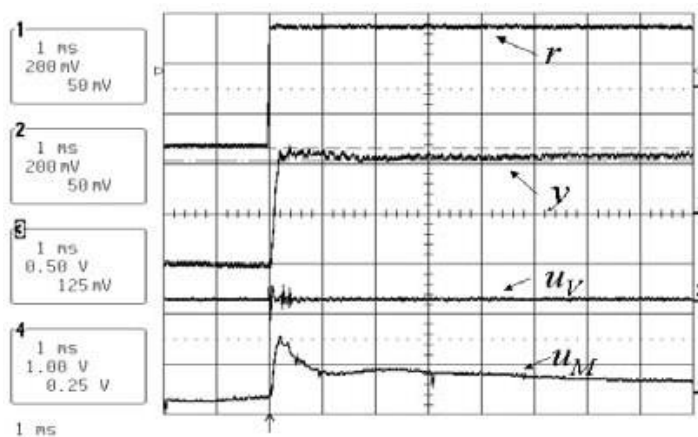


Figura 3-10 Risposta al gradino di un sistema dual-stage con controllo 2DOF

3.5 Track-following con design a sensitività disaccoppiata

L'obiettivo primario del controllo per il track-following è minimizzare il track mis-registration (TMR) della testina di lettura/scrittura in presenza di disturbi stocastici (non ripetitivi) e deterministici (ripetitivi), dinamiche non modellate dell'attuatore e incertezza parametriche. Nel caso di controllo di un sistema dual stage occorre considerare due ulteriori vincoli. Il primo è che il contributo di ciascun attuatore nell'attenuazione della funzione di sensitività deve essere opportunamente allocato nel campo delle frequenze. In generale, il primo stadio, cioè il VCM, fornisce un ampio range di moto ma con una banda limitata dalle risonanze poco smorzate dell'E-Block e della sospensione. Perciò il suo contributo dovrà essere principalmente alle basse frequenze. Invece il microattuatore può sfruttare una banda più larga ma con una piccola corsa, dunque il suo contributo all'attenuazione della funzione di sensitività sarà alle alte frequenze.

Il secondo vincolo è che deve essere evitato qualsiasi effetto distruttivo in cui i due attuatori si muovono in direzione opposta producendo un piccolo moto netto della testina.

In questa parte il controllo per il track-following di un attuatore a doppio stadio con sospensioni attuate tramite PZT verrà sviluppato utilizzando la metodologia, di natura SISO, del disaccoppiamento della sensitività (*sensitivity decoupling control, SDC*).

La figura 3-11 mostra il diagramma a blocchi del design proposto. $G_{VCM}(z)$ e $G_{MA}(z)$ rappresentano i modelli del VCM (compresi E-Block e sospensione) e del microattuatore, $K_{VCM}(z)$ e $K_{MA}(z)$ i loro rispettivi controllori. z indica la posizione assoluta della testina, mentre z_{VCM} indica la posizione dell'estremità della sospensione se non fosse attuata dal microattuatore PZT, indichiamo con RPES la differenza tra le due:

$$RPES = z - z_{VCM}$$

u_{VCM} e u_{MA} denotano gli input di controllo di VCM e microattuatore.

L'approccio SDC combina i segnali PES e RPES per generare l'errore di posizione dell'estremità della sospensione relativamente alla traccia, indicato con VPES.

$$VPES = PES + RPES = r - z_{VCM}$$

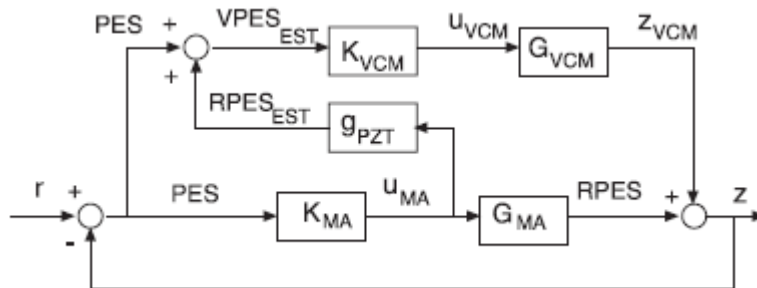


Figura 3-11 Schema del controllo SDC di un attuatore dual stage

Il VPES è poi inviato al compensatore del loop del VCM per disaccoppiare il sistema di controllo.

Assumendo che il segnale di errore di posizione relativa sia disponibile ($RPES_{EST} = RPES$), la funzione di sensitività di anello chiuso $S_T(z)$ (da r a PES) del sistema in retroazione è data da

$$S_T(z) = \frac{PES(z)}{r(z)} = \underbrace{\frac{1}{1 + K_{VCM}(z)G_{VCM}(z)}}_{S_{VCM}(z)} \underbrace{\frac{1}{1 + K_{MA}(z)G_{MA}(z)}}_{S_{MA}(z)}$$

e il digramma a blocchi di figura 3-11 diventa equivalente a quello di figura 3-12 per la funzione di sensitività.

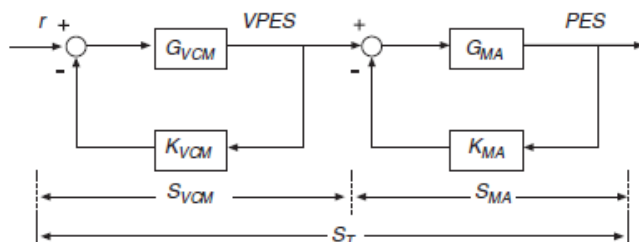


Figura 3-12 Diagramma equivalente della funzione di sensitività

Dunque il design del controllo può essere disaccoppiato in due progetti SISO indipendenti: il loop del VCM, in cui r è attenuato dalla funzione di sensitività di questo primo anello, $S_{VCM}(z)$, per generare VPES; e il loop del microattuatore, in cui questo segnale è ulteriormente attenuato da $S_{MA}(z)$ per produrre il PES.

Se il segnale RPES non è direttamente disponibile, è necessario stimarlo attraverso un modello semplificato del PZT g_{PZT} .

In tal caso la funzione di trasferimento di anello aperto è

$$G_o(z) = [1 + g_{PZT}K_{MA}(z)]G_{VCM}(z)K_{VCM}(z) + G_{MA}(z)K_{MA}(z)$$

E la funzione di sensitività diventa

$$S_T(z) = \frac{1}{1 + G_o(z)}$$

Il compensatore del VCM, $K_{VCM}(z)$, potrebbe essere per esempio una semplice rete di ritardo-anticipo in cascata con dei filtri elimina-banda. La rete di ritardo aumenta il guadagno del controllo e la reiezione dell'errore in bassa frequenza, mentre la rete

di anticipo aumenta il margine di fase alla frequenza di crossover di open-loop. I filtri servono ad attenuare i picchi di risonanza.

Similmente, il controllore del microattuatore $K_{MA}(z)$ può essere progettato con una rete di ritardo e dei filtri elimina-banda. Dato che la risposta in frequenza del microattuatore è praticamente piatta in bassa frequenza, la rete di ritardo fornisce il guadagno per la reiezione dell'errore. La frequenza di crossover dell'anello del microattuatore va progettata per essere considerevolmente superiore a quella dell'anello del VCM.

La funzione complessiva di sensitività $S_T(z)$ mostra una grande attenuazione dell'errore nella regione di basse frequenze, dove entrambe le funzioni di sensitività dei loop dei due attuatori contribuiscono a tale scopo, tuttavia $S_T(z)$ ha meno attenuazione nella regione di frequenze intermedie rispetto a $S_{MA}(z)$ a causa dell'amplificazione dovuta a $S_{VCM}(z)$. Questa l'attenuazione relativamente debole dell'errore alle medie frequenze è uno svantaggio del metodo del disaccoppiamento della sensitività.

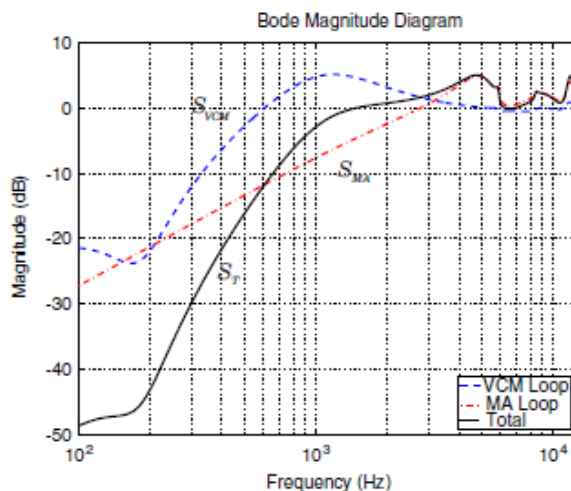


Figura 3-13 Diagramma di Bode delle ampiezze delle funzioni di sensitività di un sistema a doppio stadio

Bibliografia ragionata del capitolo

Per la parte introduttiva si è fatto riferimento a [7], per il paragrafo 3.1 a [2], per il paragrafo 3.2 a [1], per il paragrafo 3.3 a [3], per il paragrafo 3.4 a [4], per il paragrafo 3.5 a [7].

Capitolo 4

Innovazioni: triple-stage actuator e helium-filled HDD

4.1 Attuazione a tre stadi

Così come il sistema dual-stage ha surclassato l'attuazione con il solo motore VCM in termini di precisione e velocità, permettendo in questo modo il necessario aumento di densità di dati negli hard disk drive magnetici, alcuni team di ricerca hanno sviluppato l'idea di inserire un ulteriore microattuatore per incrementare ulteriormente la banda del servosistema rispetto al doppio stadio e, contemporaneamente, aumentare il range di moto della testina. Infatti una corsa maggiore permette di avere una migliore resistenza alle vibrazioni esterne (che sono nettamente più grandi dei disturbi interni) poiché previene la presenza della saturazione nel sistema ad anello chiuso, che degrada le performance del servosistema. Per esempio, nei computer notebook gli speaker audio sono una sorgente tipica di vibrazione esterna.

Comunque, al meglio delle conoscenze di chi scrive, questa soluzione rimane ancora nell'ambito della sperimentazione e non è stata applicata a HDD disponibili sul mercato.

4.1.1 Descrizione del sistema

Nel sistema di attuazione a tre stadi il VCM è usato come attuatore primario, un milliattuatore secondario di tipo PZT muove la sospensione e, infine, il terzo stadio è realizzato con un microattuatore termico. Esso può essere posto tra slider ed elemento di scrittura/lettura come in figura 4-1 oppure tra sospensione e slider come il microattuatore elettro-termico visto nel capitolo 2. Nel seguito si farà riferimento proprio a quest'ultimo caso.

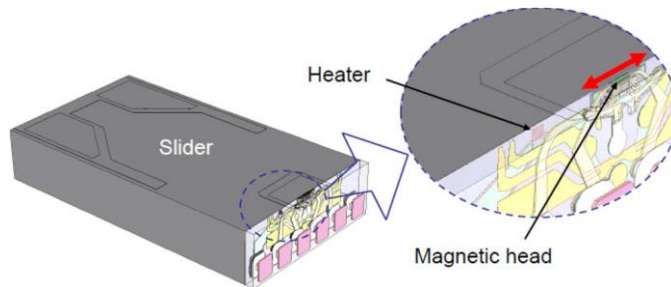


Figura 4-1 Microattuatore termico inserito tra slider e testina magnetica

Le risposte in frequenza dei tre attuatori sono descritte dai grafici sottostanti:

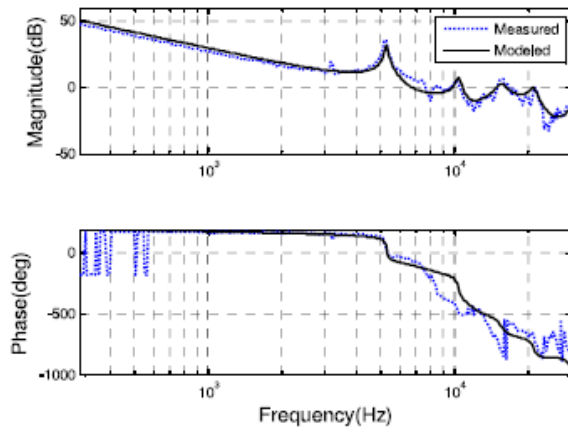


Figura 4-2 Risposte frequenziale del VCM

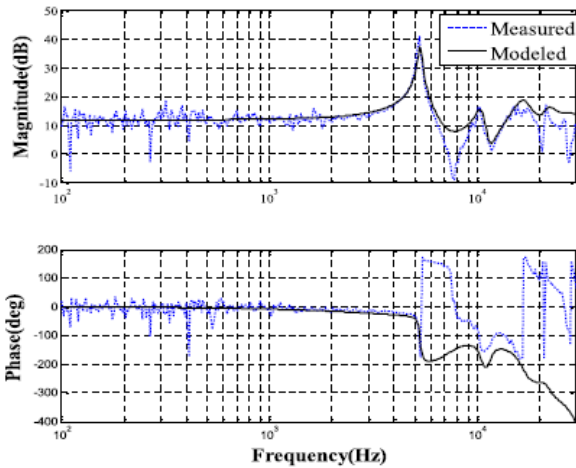


Figura 4-1 Risposta frequenziale del microattuatore PZT

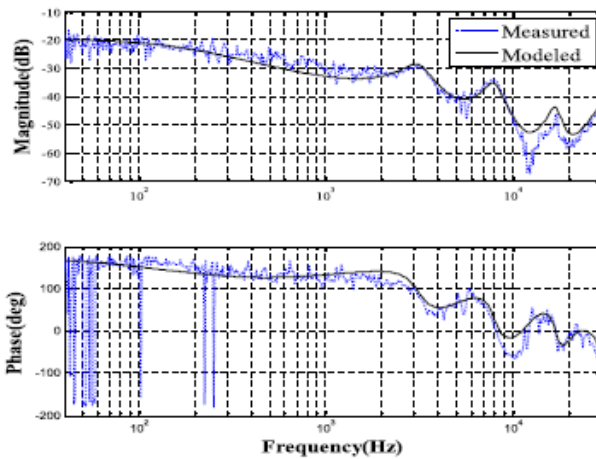


Figura 4-2 Risposta frequenziale del microattuatore elettrotermico

4.1.2 Design del controllore

La struttura di controllo per il sistema a tre stadi è mostrata in figura 4-5. Lo schema per i primi due attuatori si basa sul controllo dual-stage master-slave con disaccoppiamento, e il terzo attuatore si combina in parallelo col sistema a doppio stadio. Il disaccoppiamento permette di progettare i controllori del VCM e del milliattuatore PZT separatamente, il che semplifica il design complessivo. L'inserimento del microattuatore in parallelo permette di beneficiare di un allargamento della banda del sistema generale.

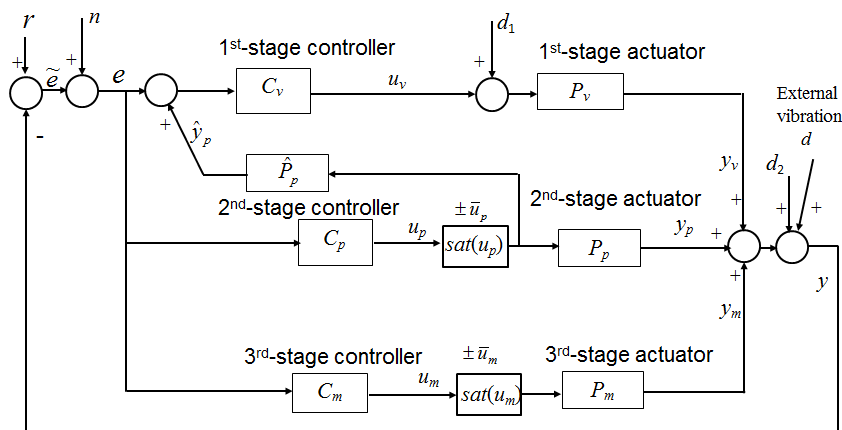


Figura 4-3 Schema di controllo per un sistema di attuazione a tre stadi

d_1 è un disturbo interno di input, d_2 un disturbo interno di output, d un disturbo esterno, n il rumore di misura del PES (che corrisponde a \tilde{e}), r il riferimento. \hat{P}_p è un modello approssimato del milliattuatore PZT P_p che serve a stimare l'errore di posizione relativo tra VCM e milliattuatore; C_v, C_p, C_m sono i controllori di ciascun attuatore.

Le funzioni di anello aperto degli attuatori sono:

$$G_v(z) = C_v(z)P_v(z)$$

$$G_p(z) = C_p(z)P_p(z)$$

$$G_m(z) = C_m(z)P_m(z)$$

La funzione di anello aperto dell'intero sistema è

$$G(z) = G_v(z) + G_p(z) + G_v(z)G_p(z) + G_m(z)$$

e la funzione di sensitività

$$S_T(z) = \frac{1}{1 + G(z)}$$

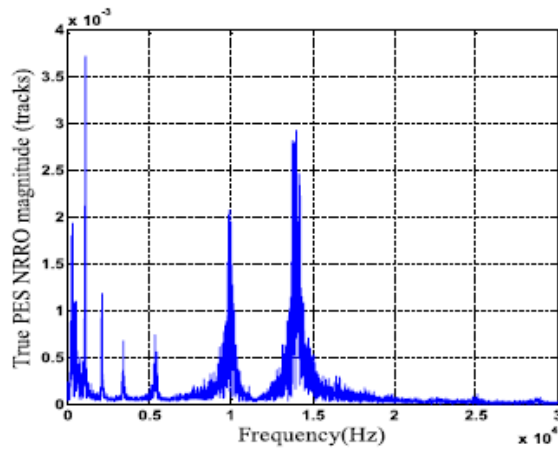
Il design dei tre controllori può essere fatto con varie tecniche. In generale, per le specifiche si può assumere che l'attuatore VCM lavori al di sotto di 1kHz, l'attuatore PZT agisca in una banda fino a 3 kHz, mentre il microattuatore deve portare la banda a più di 6 kHz.

Si noti che il sistema dual-stage con VCM e milliattuatore non potrebbe da solo raggiungere una banda di 6 kHz a causa della risonanza dominante del milliattuatore PZT vicina a 5 kHz.

In presenza dei disturbi interni d_1, d_2 e del rumore di misura n , il vero PES \tilde{e} è uguale a (con $r = 0$):

$$\tilde{e} = -y = -S(P_V d_1 + d_2) - (1 - S)n$$

Con il controllo a tre stadi lo spettro di \tilde{e} è:



I picchi che si osservano possono essere soppressi con un'ulteriore allargamento della banda.

Aggiungendo anche la vibrazione esterna d , l'errore di posizione e è dato da

$$e = S(P_V d_1 + d_2 + n) + Sd$$

I segnali di controllo del milliattuatore PZT, del microattuatore termico e del VCM sono dati da

$$\begin{aligned} u_p &= C_p e, & y_p &= C_p P_p e \\ u_m &= C_m e, & y_m &= C_m P_m \\ u_v &= C_v (1 + \hat{P}_p C_p) e, & y_v &= P_v (u_v + d_1) \end{aligned}$$

Dato che l'input di controllo agli attuatori è limitato, anche il livello massimo tollerato delle vibrazioni esterne ha un limite. Se viene superato, entrano in gioco le saturazioni degli attuatori e il sistema non mostra più le performance desiderate.

4.2 Vantaggi degli hard drive a elio sigillati

Nel 2013 HGST, una società facente parte di Western Digital, il principale produttore mondiale di dischi rigidi, lancia sul mercato il primo hard disk drive riempito di elio ed ermeticamente sigillato, con una capacità di 6 TB. Tre anni dopo, nel 2016, la società Seagate Technology segue l'esempio del suo principale competitor annunciando il suo HDD a elio a 10 TB. Il successo di questa nuova tecnologia si deve ai numerosi vantaggi che l'elio offre rispetto all'aria.

La caratteristica più rilevante dell'elio è la sua leggerezza, è il gas più leggero dopo l'idrogeno e la sua densità è un settimo di quella dell'aria. Ciò determina basse dissipazioni energetiche dovute all'attrito con il gas in moto e una bassa pressione.

L'atmosfera poco densa all'interno di un HDD virtualmente elimina la turbolenza, permettendo al meccanismo di posizionamento di muoversi con maggior precisione e affidabilità.

La tabella 1 confronta i parametri dell'aria e dell'elio.

Il numero di Reynolds di transizione da moto laminare a moto turbolento è approssimativamente 2×10^4 per una lunghezza rappresentativa del raggio dei dischi in rotazione in un hard disk

($\phi=70$ mm). Dunque, note le viscosità cinematiche di elio e aria, si può calcolare che in un HDD riempito d'aria la transizione a moto turbolento si ha in corrispondenza di una velocità di rotazione pari a 2100 rpm, mentre nell'elio in ad una velocità di 15900 rpm. Questo significa che in un comune hard drive 3.5" a 15000 rpm c'è moto turbolento se è riempito ad aria, laminare se è riempito ad elio.

Tabella 1

PROPERTIES OF AIR AND HELIUM

		Air	Helium	He/Air	(dB)
Density ρ	kg/m ³	1.251	0.179	0.143	-16.9
Kinematic viscosity ν	m ² /s	1.380E-05	1.020E-04	7.391	17.4
Thermal conductivity λ	W/mK	0.024	0.142	5.917	15.4
Windage param. $\rho\nu^{1/2}$	Åilaminar)	4.647E-03	1.808E-03	0.389	-8.2
Windage param. $\rho\nu^{1/5}$	(turbulent)	1.36E-02	2.90E-03	0.214	-13.4
rpm for Re=UR/ $\nu=2E4$	(ϕ 70 mm)	2,153	15,911		

Una minore turbolenza interna rende anche possibile inserire più dischi per raggiungere una capacità ancora maggiore. Per esempio nella versione a 8 TB dell'hard drive a elio di HGST sono presenti 7 dischi.

Persino con un maggior numero di dischi, l'atmosfera a elio permette una minore dissipazione di potenza rispetto all'aria, il che comporta un minore riscaldamento e quindi minori necessità di raffreddamento, portando un ulteriore risparmio energetico.

La dissipazione di calore è d'altronde un altro grande merito dell'elio, infatti la sua conduttività termica è sei volte quella dell'aria. In pratica il calore si trasferisce più gradualmente e si distribuisce più uniformemente.

Infine la sigillatura ermetica evita che l'aria, l'umidità e altri contaminanti si infiltrino all'interno dell'HDD, che di conseguenza può operare anche in ambienti ostili, quando invece un hard drive ad aria necessita inevitabilmente di un filtro per lo scambio con l'esterno, riducendo l'affidabilità in ambienti con alti livelli di polveri.

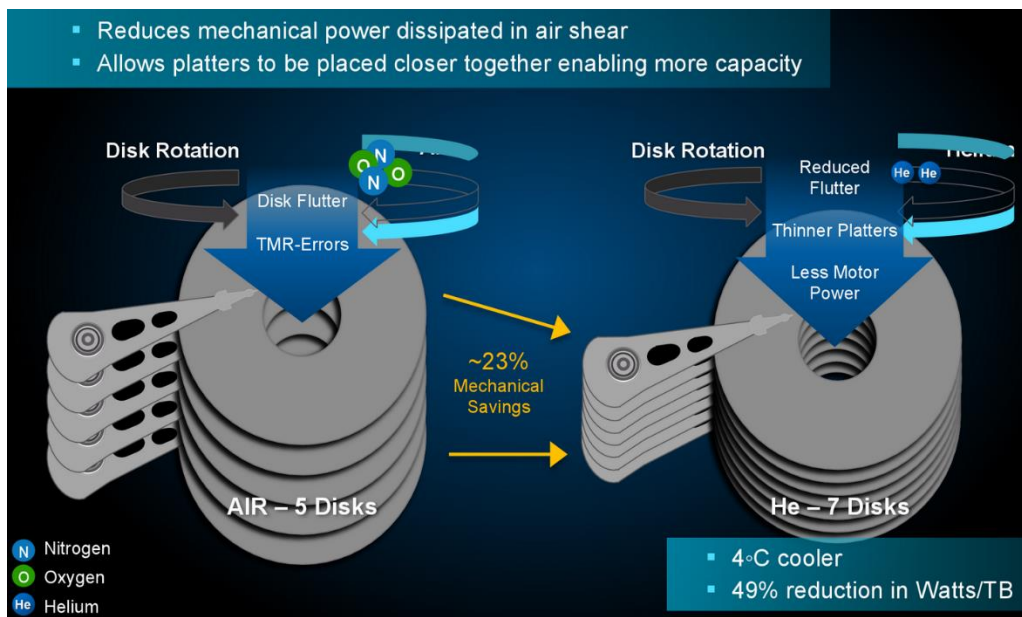


Figura 4-6 Alcuni vantaggi degli HDD a elio

Bibliografia ragionata del capitolo

Per il paragrafo 4.1 si è fatto riferimento a [14] e per una soluzione alternativa si può consultare [11]. Per il paragrafo si è fatto riferimento a [6], [22], [23].

Bibliografia

- [1] Takashi Yamaguchi, Kazuhisa Shishida, Souichi Tohyama, and Hiromu Hirai, “Mode Switching Control Design with Initial Value Compensation and Its Application to Head Positioning Control on Magnetic Disk Drives”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 43, no. 1, February 1996;
- [2] Lin Guo , Douglas Martin and Don Brunnett, “Dual-stage Actuator Servo Control for High Density Disk Drives”, *Proceedings of the 1999 IEEUASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics September 19-23, 1999*;
- [3] Seung-Hi Lee, Young-Hoon Kim, Sang-Eun Baek, “Modeling and Control of a Dual-Stage Actuator for Hard Disk Drive Servo Systems”, *Proceedings of the American Control Conference Chicago, Illinois June 2000*;
- [4] Daowei Wu, Guoxiao Guo, and Youyi Wang, “Two-Degree-Of-Freedom Control with Dual-stage Actuators for Short-Span Seeking in HDD”, *The Fourth International Conference on Control and Automation (ICCA'03), 10-12 June 2003, Montreal, Canada*;
- [5] Yang Jing, Jianbin Luo, Pengsheng Huang, and Li Qin, “U-Type Piezoelectric Thin-Film Microactuator for Hard Disk Drives”, *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 41, no. 11, November 2005;
- [6] Keiji Aruga, Masaya Suwa, Keishi Shimizu, and Toru Watanabe, “A Study on Positioning Error Caused by Flow Induced Vibration Using Helium-Filled Hard Disk Drives”, *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 43, no. 9, September 2007;
- [7] Roberto Horowitz et al., “Dual-stage servo systems and vibration compensation in computer hard disk drives” , *Control Engineering Practice (2006)*;
- [8] K. W. Chan, W. H. Liao, and I. Y. Shen, “Precision Positioning of Hard Disk Drives Using Piezoelectric Actuators With Passive Damping”, *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, vol. 13, no. 1, February 2008;
- [9] Gongye Zhou, Jincai Chen, Degang Ning, “A Novel Electromagnetic Microactuator for Dual-Stage Position of Hard Disk”, *E-Product E-Service and E-Entertainment (ICEEE), 2010 International Conference*;
- [10] J.P. Yanga, G.K. Lau, C.P. Tan, N.B. Chong, B.Thubthimthong, Z.M. He, “An electro-thermal micro-actuator based on polymer composite

- for application to dual-stage positioning systems of hard disk drives”, *Sensors and Actuators A* 187 (2012) 98–104;
- [11] Takenori Atsumi, Shigeo Nakamura, Masaru Furukawa, Irizo Naniwa, and Junguo Xu, “Triple-Stage-Actuator System of Head-Positioning Control in Hard Disk Drives”, *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 49, no. 6, June 2013;
- [12] Liane M. Matthes, Bernhard Knigge, and Frank E. Talke, “Head-Disk Proximity Sensing Using Contact Sensors in Hard Disk Drives”, *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 50, no. 11, November 2014;
- [13] Lei Zhang, Kui Yao, Ehsan Keikha, Yi Fan Chen, Md. Arifur Rahman, Abdullah Al Mamun, and Charanjit Singh Bhatia, “Dual-Stage Nanopositioning Scheme for 10 Tbit/in² Hard Disk Drives With a Shear-Mode Piezoelectric Single-Crystal Microactuator”, *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 51, no. 4, April 2015;
- [14] Chunling Du, Cheng Peng Tan, and Jiaping Yang, “Three-Stage Control for High Servo Bandwidth and Small Skew Actuation”, *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 51, no. 1, January 2015;
- [15] Masayuki Kurita, Toshiya Shiramatsu, Koji Miyake, Hideaki Tanaka, Shozo Saegusa, “Active Flying-height Control of Magnetic Head Slider using MEMS Thermal Actuator” ;
- [16] Tom Coughlin, “The Art of Storage”, *IEEE Consumer Electronics Magazine*, October 2015;
- [17] Moulay Rachid Elidrissi, Kheong Sann Chan, and Zhimin Yuan, “Position Error Signal Generation From User Data Track With a Multiple Reader Array in Shingled Magnetic Recording”, *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 50, no. 11, November 2014;

Sitografia

- [18] hddscan.com/doc/HDD_Tracks_and_Zones.html;
- [19] hddscan.com/doc/HDD_from_inside.html;
- [20] hgst.com/sites/default/files/resources/WP_DSA.pdf;
- [21] https://www.hgst.com/sites/default/files/resources/TFC_whitepaper041807.pdf;
- [22] <https://www.hgst.com/sites/default/files/resources/HGST-Helium-Technology-BR03.pdf>;
- [23] <http://www.hgst.com/company/media-room/press-releases/HGST-Helium-Filled-HDDs-Rise-to-New-Levels-Achieve-Industry-Leading-Milestone-in-Field-Reliability>;
- [24] https://www.hgst.com/sites/default/files/resources/PMR_white_paper_final.pdf;
- [25] <http://www.anandtech.com/show/9858/seagate-hard-disk-drives-set-to-stay-relevant-for-20-years>;

- [26] <http://www.primaryio.com/hard-disk-trends/>;
- [27] <http://www.anandtech.com/show/10315/market-views-hdd-shipments-down-q1-2016/3>;
- [28] https://www.hgst.com/sites/default/files/resources/FD_White_Paper_FINAL.pdf.