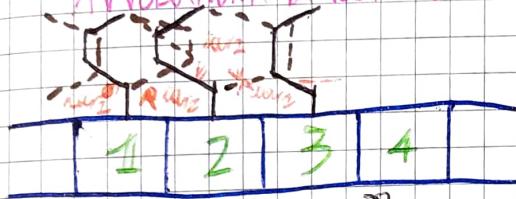


IL MOTORE A COLLETTORE

MOTORE CHE LAVORA IN CORRENTE CONTINUA. È COSTITUITO DA DUE CIRCUITI:

- CIRCUITO DI ECUAZIONE (SEDE NELLO STATOR). Lo stator è la parte fissa che contiene l'alimentazione e genera campo magnetico costante. Può essere aumentato o no. È aumentato da $\frac{N_e}{N_s}$ e costituito da spire disposte in serie e avvolte da espansioni polari, sono percorse da I_{oc} che, come il nucleo, cresce proporzionalmente all'aperto.
- CIRCUITO DI ARMATURA (SEDE NEL ROTORE). Il rotore sviluppa la coppia motrice, ha simmetria cilindrica e si colloca all'interno dello stator tra le espansioni polari.

AVVOLGIMENTI DI MOTORE



HA SIMMETRIA CILINDRICA E SI COLLOCA ALL'INTERNO DELLO STATOR TRA LE ESPANSIONI POLARI.

$\frac{N_e}{N_s}$ MASSSE IN SERIE LAMELLA DEL COLETTORE
OGNI MASSSA INIZIA IN UNA LAMELLA E TERMINA NELL'ANALEGRE

PRESENTA UNA FLUSSANZA COSTANTE (OPPOSIZIONE AL TRANSITO DI FLUSSO MAGNETICO).

CONDUTTORI SONO APPOGGIATI IN DUE CAVE NECESSARIA NEME IN NUMERO pari che compensano il

ATTUAZIONE AL MOTORE. SUL IL QUOTTORE CHE LO ATTACCA CON VOCI FORTEZZO DISTORSIONE (Cavalli) $\frac{V_{oc}}{2}$

EFFETTI COLLATERALI: $\frac{i_a}{2}$ GENERA IL CAMPO B DI REAZIONE DELL'ARMATURA CHE DISTURBA IL CAMPO GENERATO DAL CIRCUITO DI ECUAZIONE.

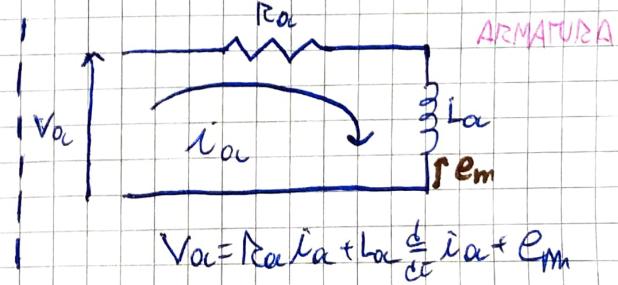
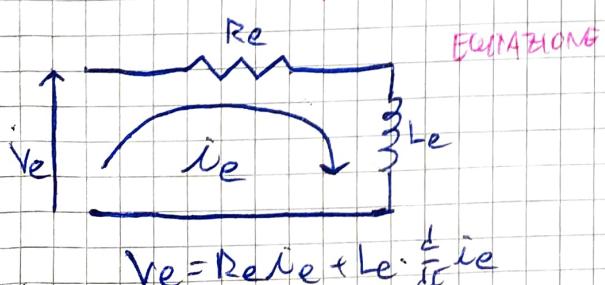
- NEL POLO N LA SOVRAPPOSIZIONE RIFORZA IL CAMPO NELLA PARTE SUPERIORE E LO INDEBOGLIE NELL'INFERIORE
 - NEL POLO S LA SOVRAPPOSIZIONE INDEPOLISCE IL CAMPO NELLA PARTE SUPERIORE E LO RIFORZA NELL'INFERIORE
- \Rightarrow LA FORZA ELETROMOTORIE E_m NON VIENE MODIFICATA

FORMULE

- $\Phi_s(B) = N_e \cdot \frac{i_e}{2\pi}$
- $C_m = K \cdot i_a \cdot i_a$
- $E_m = K \cdot i_e \cdot W$
- $C_m = C_0 + F_a \cdot W + J_c \cdot \frac{1}{2} W$

Flusso generato dal circuito di ecuazione
Coppia motrice sviluppata $C_m = F \cdot W$
Forza eletromotrice che comanda la rotazione
Coppia complessiva

MODELLO MATEMATICO DEL MOTORI



RASSUMENDO, OTTEMMO IL SISTEMA SEGUENTE SCRITTO NEL DOMINO B (LAPLACE)

$$\left\{ \begin{array}{l} V_e = (R_e + S L_e) I_a(s) \\ V_a = (R_a + S L_a) \cdot I_a(s) \\ C_m = K \cdot I_a(s) \cdot I_{ac}(s) \\ E_m = K \cdot I_a(s) \cdot \Omega(s) \\ C_m = C_c + (F_a + k \cdot T_c) \cdot \Omega(s) \end{array} \right.$$

L'EFFICIENZA SI MISURA CON IL RENDIMENTO $\eta = \frac{P_m}{P_a}$, DOVE:

- $P_a = V_a \cdot I_a(s)$ → POTENZA ASSORBITA DAL CIRCUITO DI ARMATURA
- $P_m = C_m \cdot \Omega(s) = K \cdot I_a(s) \cdot \Omega(s) = E_m \cdot I_{ac}(s)$

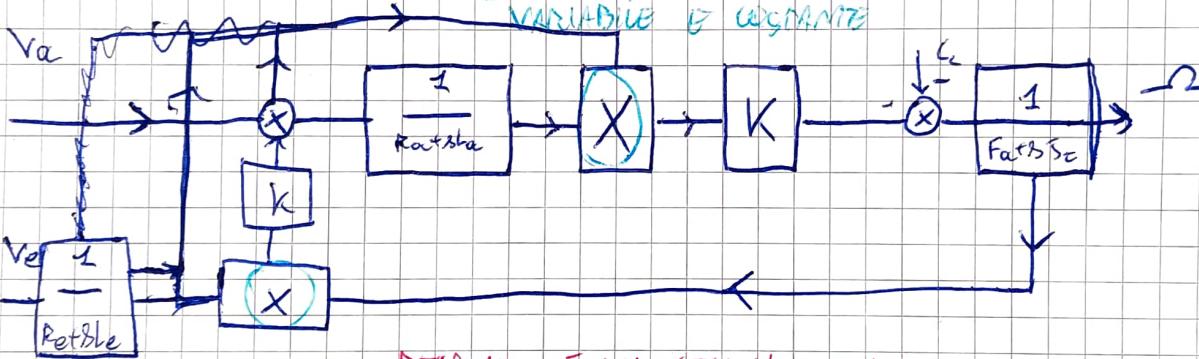
LA POTENZA RIMANENTE VIENE DISSIPATA PER EFFETTO SOTTOZ

$$P = P_a - P_m = V_a \cdot I_{ac} - E_m \cdot I_a = (V_a - E_m) \cdot I_{ac} = (R_a I_{ac} + E_m - E_m) I_{ac} = R_a \cdot I_{ac}^2$$

DAL SEGUENTE
SISTEMA A BLOCCHI

IN ASSENZA DI SATURAZIONE, IL COMPORTAMENTO DEL MOTORE A CORRENTE CONTINUA È DESCRITTO

BLOCCHI NON VISIBLE CHE MOGLIONO SISTEME
VARIABLE E COSTANTE



RETROAZIONE IMMISCA Motore A COLLETTORE

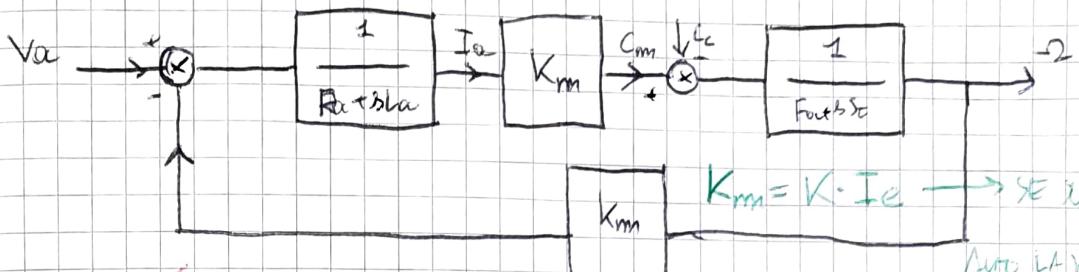
A PARITA DI V_a E V_e , E_m CRESCHE ALLA CRESCERE DI -2 E GENERA UNA RIDUZIONE DI C_m E I_a . QUESTO FAJO A CHE $C_m = C_c$, PER POI NON AVREDE PIU VARIAZIONI FINCHE LA COPPIA RISULTANTE ALGUNE SUL MOTORE È NULLA. TERMINA COSÌ LA FASE TRANSITORIA E CI SI SPOSERA A REGIME PERMANENTE.

SI ELENCANO LE 6 TECNICHE DI COMANDO:

- MOTORE CON ECUAZIONE COSTANTE CONTROLLATO SULLA TENSIONE DI ARMATURA
- MOTORE CON ECUAZIONE COSTANTE CONTROLLATO SULLA COSTANTE DI ARMATURA
- MOTORE CON TENSIONE DI ARMATURA COSTANTE CONTROLLATO SULLA TENSIONE DI ECUAZIONE
- MOTORE CON COSTANTE DI ARMATURA COSTANTE CONTROLLATO SULLA TENSIONE DI ECUAZIONE
- MOTORE CON ECUAZIONE IN SERIE
- MOTORE CON ECUAZIONE IN PARALLELO

1^a TECNICA DI WORKING: MOTORE A TENSIONE DI ECUAZIONE CONDIZIONATO DALLA TENSIONE DI ALIMENTAZIONE

$$V_e \text{ COSTANTE} \Rightarrow I_a = \frac{V_e}{R_a} \text{ COSTANTE} \Rightarrow \text{SI SOGGETTISCONO I BLOCCHI NON LINEARI IN LINEARE}$$



$$K_m = K \cdot I_a \rightarrow \text{SE AFFLUENTI}$$

Ancora la velocità

di lavoro

REGIME PIÙ DEbole VARIABILE

$$(E_m = K_m \cdot \Omega)$$

Fisico vero

• DISTURBO NULLO ($C_e = 0, V_a \neq 0$)

$$B(s) = \frac{K_m / (R_a + S_La)}{1 + \frac{K_m}{(R_a + S_La)(F_a + S_Sc)}} = \frac{K_m}{(R_a + S_La)(F_a + S_Sc) + K_m^2}$$

• INGRESSO NULLO ($C_e \neq 0, V_a = 0$)

$$A(s) = \frac{R_a / (F_a + S_Sc)}{1 + \frac{K_m}{(R_a + S_La)(F_a + S_Sc)}} = \frac{R_a + S_La}{(R_a + S_La)(F_a + S_Sc) + K_m^2}$$

SOVRAPPOSIZIONE DEGLI EFFETTI $\rightarrow \underline{\Omega}(s) = B(s) \cdot V_a(s) - A(s) \cdot C_e(s) =$

$$= \frac{K_m}{(R_a + S_La)(F_a + S_Sc) + K_m^2} \cdot V_a(s) - \frac{R_a + S_La}{(R_a + S_La)(F_a + S_Sc) + K_m^2} \cdot C_e(s)$$

In questo modo si possono effettuare le seguenti operazioni di approssimazione:

• FORZA D'ATTRITO trascurabile $\Rightarrow F_a \approx 0$

• INDUTTANZA La MOTO PULITA $\Rightarrow (R_a S_c)^2 - 4 L_a S_c K_m^2 > 0$

ANALISI SUI POLI: $(R_a + S_La)(S_Sc) + K_m^2 = 12a L_a S_c \cdot S^2 + 3 R_a S_c + K_m^2 = 0$

$$P_{1,2} = \frac{-R_a S_c \pm \sqrt{(R_a + S_La)^2 - 4 R_a S_c K_m^2}}{2 R_a S_c} = \frac{-R_a S_c \pm \sqrt{1 - \frac{4 R_a S_c K_m^2}{R_a S_c}}}{2 R_a S_c} =$$

$$= \frac{-R_a \pm R_a \cdot \sqrt{1 - \frac{4 R_a S_c K_m^2}{R_a S_c}}}{2 R_a} = (1 + \rho_{Lx})^\alpha = 1 + \alpha R_a (x) \quad (\text{SERIE DI TAYLOR})$$

$$\frac{-R_a + R_a (1 - \frac{2 R_a S_c K_m^2}{R_a S_c})}{2 R_a} =$$

$$+ (\text{MECCANICO NOMINALE}) = \frac{-R_a + R_a - \frac{2 R_a S_c K_m^2}{R_a S_c}}{2 R_a} = -\frac{K_m^2}{R_a S_c} = \gamma_m \quad \left. \begin{array}{l} \text{POLI REALI E NEGATIVI} \\ \downarrow \end{array} \right.$$

$$- (\text{ELETTRICO NOMINALE}) = \frac{-R_a - R_a + \frac{2 R_a S_c K_m^2}{R_a S_c}}{2 R_a} = -\frac{R_a}{R_a} + \frac{K_m^2}{R_a S_c} = -1 + \frac{K_m^2}{R_a S_c} \quad \left. \begin{array}{l} \text{SISTEMA STABILE} \\ \downarrow \end{array} \right.$$

$$\Rightarrow \frac{\underline{\Omega}(s)}{V_a(s)} = \frac{L_a S_c / K_m}{(1 + \gamma_m s)(1 + \gamma_e s)} \cdot \text{In condizioni di regime } (s \rightarrow 0) \quad \left. \begin{array}{l} \sum C_m = K_m \cdot I_a \\ \sum V_a = R_a I_a + K_m \cdot \underline{\Omega} \end{array} \right.$$

SE IL PUMO DI LAVORO PER UNA DATA V_a^* È caratterizzato da velocità $\underline{\Omega}^*$, $\rho =$

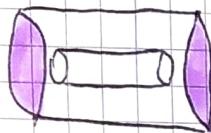
$$\rho = \frac{\underline{\Omega}^*}{V_a^*} = \frac{K_m \cdot \underline{\Omega}^*}{V_a^*} = \frac{\underline{\Omega}^*}{V_a^*/K_m} \Rightarrow \text{VELOCITÀ MASSIMA PER COPPIA nulla} \Rightarrow \text{SI HA UN BUON}$$

RENDIMENTO IN PROSSIMITÀ DELLA VELOCITÀ MASSIMA

MOTORE ASINCRONO TRIFASE

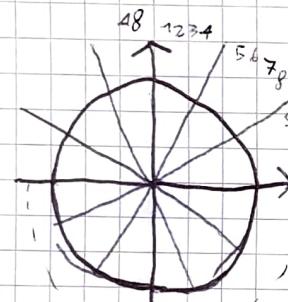
SONO MOTORI CHE LAVORANO IN CORRENTE ALTERNATA. SONO ANCHE Detti AD INDUZIONE POLE. IL CAMPO MAGNETICO DEL ROTORE È GENERATO DAUE COINDENTI INDOITI NELLO STATORE. SONO COSÌ CHIAMATI.

- **STATORE** → SERIE DI AVVOLGIMENTI AVVOLTI E CONCETTI IN SPIRE
- **ROTORE** → TIPICAMENTE "A GABBIA"



BARRE DISPOSTE CONCETTA HEMME E SALDATE AI LATI DI ANELLI CONDUTTORI

ROTORE A GABBIA



STATORE A 48 CAVI

L'INSIEME DELLE CAVE SONO DIVISE IN 4 SETTORI DA CIRCA 90°

IN 4 COPPIE DI POLI E Ogni SETTORE È DIVISO IN TRE FASI. NEL COMPLESSO SI AVVOLGONO IN SERIE PER attraversare UN SETTORE.

PRENDE IL NOME DI MANASSA, PER UN ROTORE DI 4 MANASSE SITUATE ENTRO LA

STATORE E ROTORE SONO SEPARATI DA UN PIÙ OLTRE INTERVALLO DI SPAZIO DETTO TRAFERRO, SU CUI CIRCOLA IL CAMPO MAGNETICO AL TRAFERRO.

$$\begin{aligned} \bullet H_1(x) &= K I_{m1} \cos\left(\frac{\pi}{E} x\right) \\ \bullet H_2(x) &= K I_{m2} \cos\left(\frac{\pi}{E} x + \frac{2}{3}\pi\right) \\ \bullet H_3(x) &= K I_{m3} \cos\left(\frac{\pi}{E} x - \frac{4}{3}\pi\right) \end{aligned}$$

$$\begin{cases} i_1 = I_m \cos(\omega t) \\ i_2 = I_m \cos(\omega t - \frac{2}{3}\pi) \\ i_3 = I_m \cos(\omega t + \frac{4}{3}\pi) \end{cases}$$

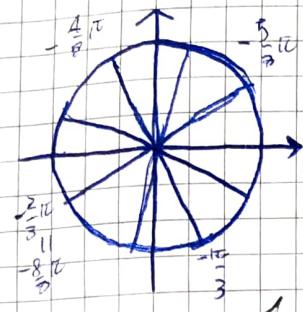
IL CAMPO MAGNETICO PUÒ GIRARE IN SENSO ORARIO E ANTOORARIO \Rightarrow EFFETTO INDUTTIVO = 0
 \Rightarrow IL ROTORE NON GIRA.

FORMULA DI WERNER) $\cos\alpha \cos\beta = \frac{1}{2} \cos(\alpha+\beta) + \frac{1}{2} \cos(\alpha-\beta)$

IL TRAFERRO È SEDE DI 2 ONDE CHE MUOVONO IN SENSO OPPONTO. L'OBBIETTIVO È ANNULLARE

L'INVERSO OTTENENDO IL CAMPO DI GALILEO FERRARI

$$\begin{aligned} \bullet H_1(x) &= K I_m \cos(\omega t) \cos\left(\frac{\pi}{E} x\right) = \frac{1}{2} K I_m \left[\cos\left(\omega t - \frac{\pi}{E} x\right) + \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{E} x\right) \right] \\ \bullet H_2(x) &= K I_m \cos\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right) \cos\left(\frac{\pi}{E} x - \frac{2}{3}\pi\right) = \frac{1}{2} K I_m \left[\cos\left(\omega t - \frac{\pi}{E} x\right) + \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{E} x - \frac{4}{3}\pi\right) \right] \\ \bullet H_3(x) &= K I_m \cos\left(\omega t - \frac{4}{3}\pi\right) \cos\left(\frac{\pi}{E} x - \frac{4}{3}\pi\right) = \frac{1}{2} K I_m \left[\cos\left(\omega t - \frac{\pi}{E} x\right) + \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{E} x - \frac{8}{3}\pi\right) \right] \\ \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{E} x - \frac{4}{3}\pi\right) &= \cos(\omega t + \frac{\pi}{E} x) \cos(-\frac{4}{3}\pi) + \sin(\omega t + \frac{\pi}{E} x) \sin(-\frac{4}{3}\pi) \\ \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{E} x - \frac{8}{3}\pi\right) &= \cos(\omega t + \frac{\pi}{E} x) \cos(-\frac{8}{3}\pi) + \sin(\omega t + \frac{\pi}{E} x) \sin(-\frac{8}{3}\pi) \end{aligned}$$



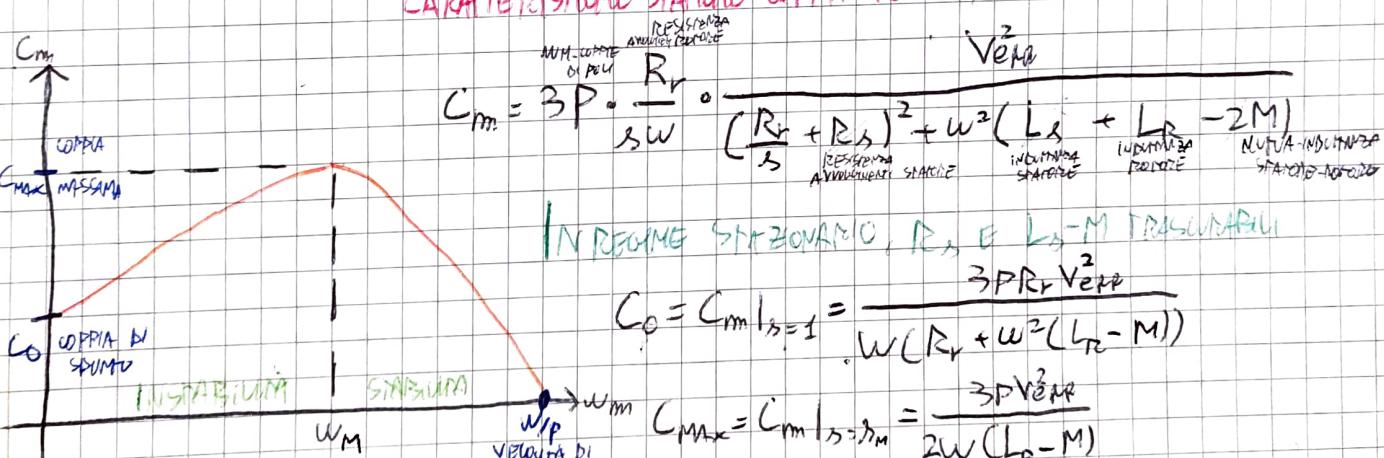
$$\Rightarrow \begin{cases} H_2(x) = \frac{1}{2} K_{Im} [\cos(\omega t - \frac{\pi}{6}x) + \frac{1}{2} \cos(\omega t + \frac{\pi}{6}x) + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin(\omega t + \frac{\pi}{6}x)] \\ H_3(x) = \frac{1}{2} K_{Im} [\cos(\omega t - \frac{\pi}{3}x) - \frac{1}{2} \cos(\omega t + \frac{\pi}{3}x) - \frac{\sqrt{3}}{2} \sin(\omega t + \frac{\pi}{3}x)] \end{cases}$$

$$\Rightarrow H_{tot}(x) = \frac{1}{2} K_{Im} [\cos(\omega t - \frac{\pi}{6}x) + \cos(\omega t + \frac{\pi}{6}x) - \frac{1}{2} \cos(\omega t + \frac{\pi}{3}x) + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin(\omega t + \frac{\pi}{3}x) - \frac{1}{2} \cos(\omega t + \frac{\pi}{6}x) - \frac{\sqrt{3}}{2} \sin(\omega t + \frac{\pi}{6}x)] \Rightarrow H_{tot}(x) = \frac{3}{2} K_{Im} \cos(\omega t - \frac{\pi}{6}x)$$

Gli AVVOLGIMENTI DEL ROTORE SONO SOTTOPORTI AD UN FUSSO DELL'INDUZIONE MAGNETICA VARIABILE
generato dal campo costante che genera un $F_{em} = -\frac{d}{dt} \Phi_s (\vec{B})$ (che cresce al crescere
DELLA VELOCITÀ DI ROTAZIONE DEL CAMPO RISPIETTO AL ROTORE).

Inoltre, un conduttore percorso da corrente ed immerso in un campo magnetico è sottoposto alla
FORZA DI LORENTZ E QUINDI LA GENERAZIONE DI UNA COPPIA CHE METTE IN MOTORE IL ROTORE. Si
riduce così LA VARIAZIONE DI FUSSO, E QUINDI LA F_{em} È LA COPPIA

CARATTERISTICHE STATICHE COPPIA-VELOCITÀ



- ALLA VELOCITÀ DI SINCRONISMO, CHE NON SI DÀ SEMPRE, $C_m = 0$

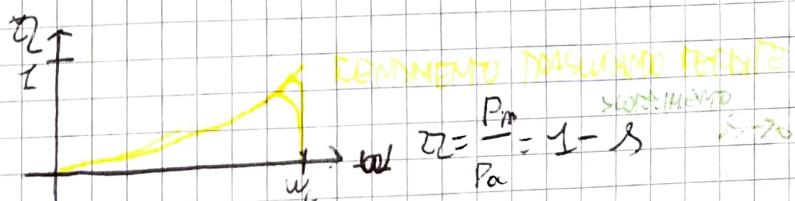
- C_{max} NON DIPENDE DALLA RESISTENZA

- w_m NON DIPENDE DALLA RESISTENZA

- È POSSIBILE CHE $C_0 < C_{max}$

$$\frac{U_L - U_M}{U_L} = \frac{1}{1 - \frac{w_m}{w_L}} \rightarrow \text{velocità massima}$$

$$\rightarrow \text{velocità di stand-by}$$



ZONA DI FUNZIONAMENTO A REGIME

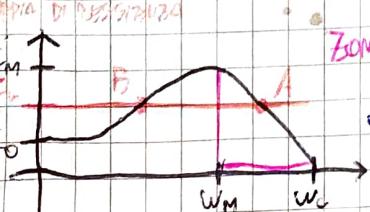
ZONA LIMITATA A REGIME, IN CUI C_m DECRESCIE AL CRESCERE DI $w \rightarrow$ STABILITÀ RECUTO

AUMENTANDO Δ STABILITÀ

- DISURBO \Rightarrow AUMENTO IL CAPO NEL REGIME \Rightarrow DIMINUISCE $w \Rightarrow$ PUNTO A STABIL

- 1) TRATTO STABIL \rightarrow AUMENTO C_m

- 2) CAPO INSTABILE \rightarrow EVENTUALI DISURBI AMPLIANO IL MOTORE



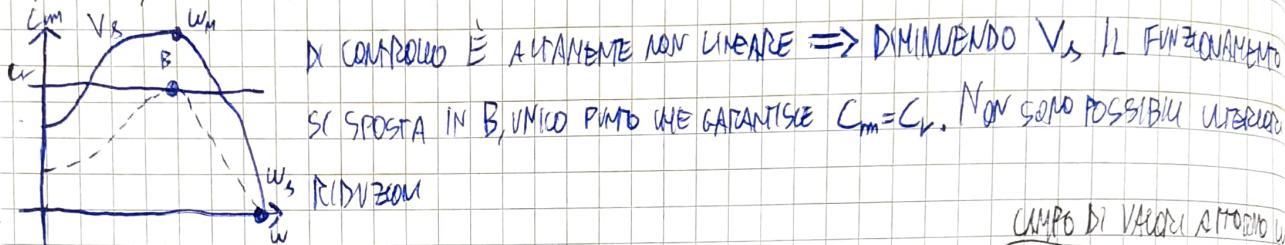
TECNICHE DI CONTROLLO

1 → CONTROLLO IN TENSIONE

CONSISTE NELLA VARIAZIONE DELLA VELOCITÀ MEDIANO LA VARIAZIONE DELLA AMMAGNETAZIONE.

DELLA TENSIONE CON UNA AUMENTA IL CIRCUITO DEVE STATIRE MANTENENDO COSTANTE LA FIBRA.

A REGIME, COPPIA E TENSIONE DI ALIMENTAZIONE AL QUADRATO RISULTANO PROPORZIONALI. LA MODULAZIONE

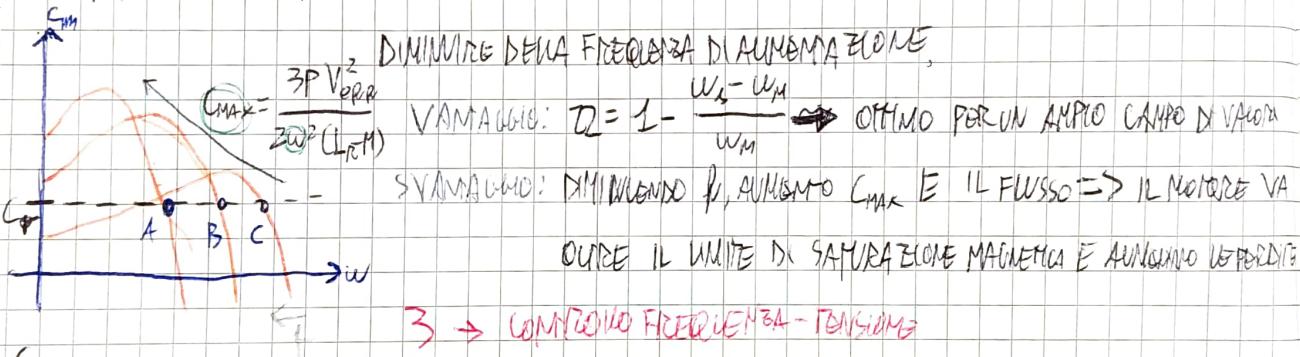


$$\text{RENDIMENTO } \eta = \frac{P_m}{P_a} \approx 1 - \lambda \quad \lambda = \frac{w_s - w_M}{w_M} \Rightarrow \text{SI HA BUN RENDIMENTO SOLO IN UN UMANO}$$

CAMPO DI VACUI A MASSIMA

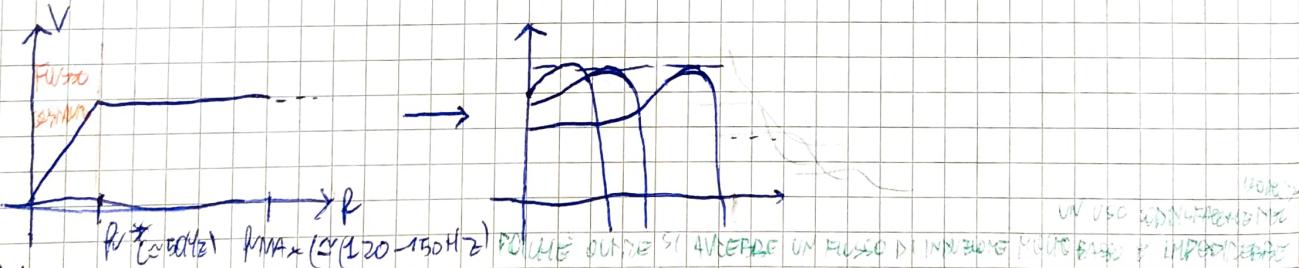
2 → CONTROLLO IN FREQUENZA

SI VARIA LA FREQUENZA DI ALIMENTAZIONE IN MODO CHE IL VALORE MASSIMO DELLA COPPIA AUMENTA AL



3 → CONTROLLO FREQUENZA-TENSIONE

COMBINARE DUE PER OBTENERE UNA FAMIGLIA DI C_m IL CUI VALORE MASSIMO È COSTANTE



LA TENSIONE DI ALIMENTAZIONE A FREQUENZA VARIABILE È OTTENUTA TRAMITE L'USO DI DISPOSITIVI ESTERNO (ES: INVERTER).

VAMAGGIO: MANUTENZIONE

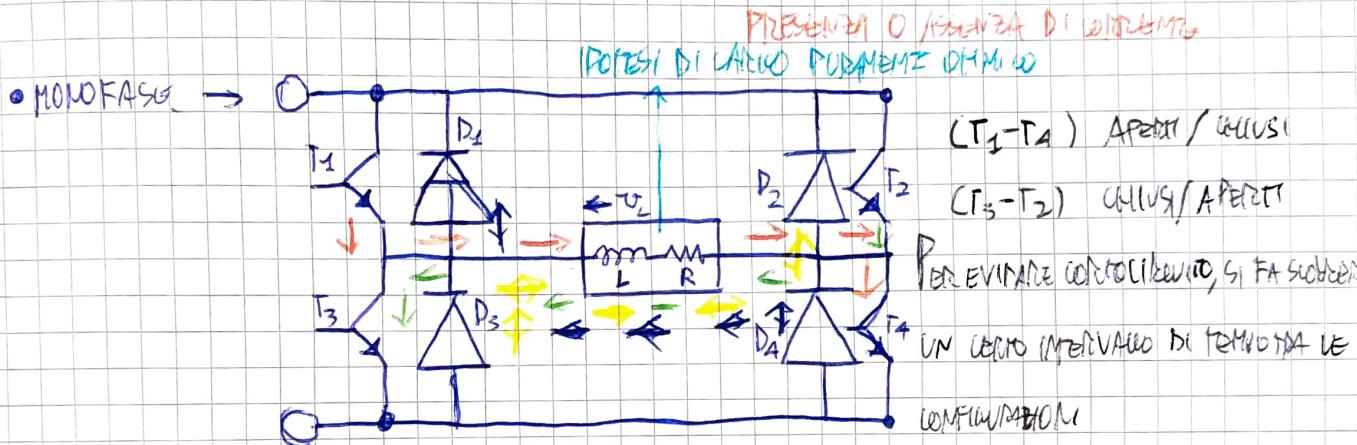
VAMAGGIO: CARATTERISTICA STATIONE

INVERTER

CONVERTITORI STANTI CHE CONVERTONO LA CORRENTE CONTINUA IN ALTERNATA. Si DISTINGUONO IN:

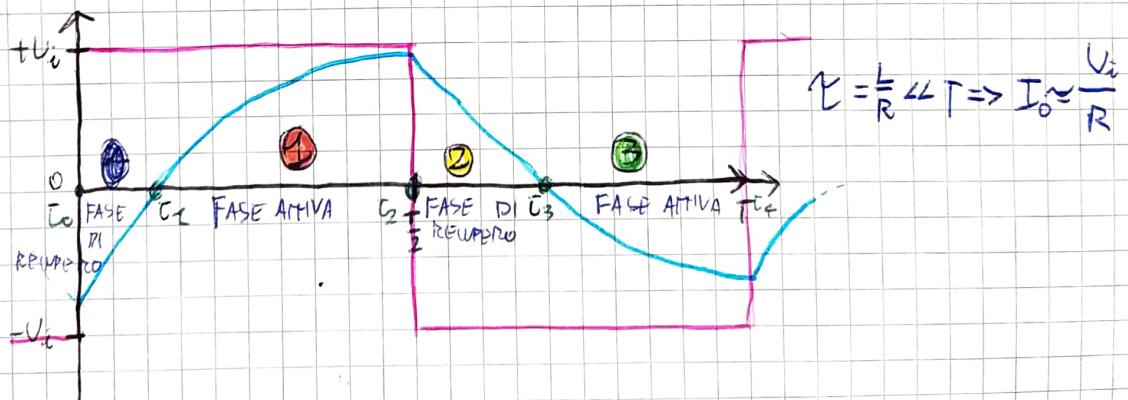
- TRIFASE → FANNO CIRCOLARE CORRENTE CONTINUA E ALTERNATA PER GENERARE UNA TENSIONE ALTERNATA SULLE FASI. Possono essere A:

- COMMUTAZIONE FORZATA → ALLEGGERIMENTO E SPETTRUM REGOLATO DA DISPOSITIVI ESISTENTI (FET, ...)
- COMMUTAZIONE NON FORZATA → ALLEGGERIMENTO E SPETTRUM REGOLATO DA



INVERTER A PONTE MONOFASE - FUNZIONAMENTO AD ONDA QUADRATA

Gli INTERRUATORI, GUELLATI IN MODO OPPORTUNO, CONSENTONO DI APPPLICARE AL CARICO UNA TENSIONE CONTINUA (LE, OGNI $\frac{1}{2}$, ALTERNATA DI POLARITÀ POSITIVA $+U_i$ E NEGATIVA $-U_i$). CORRETTO?



Gli INVERTER SONO REGOLATI IN FREQUENZA VARIANDO LA DURATA DEGLI INTERVALLI DI CONDUZIONE. Questo IMPLICA DUE GRASSI DIFETTI:

- ① ASSEGNAVA LA TENSIONE IN INGRESSO U_i , NON SI PUÒ REGOLARE LA TENSIONE FONDAMENTALE IN USCITA $U_o = \frac{2\pi f}{10} \cdot U_i$. POSSIBILE SOLUZIONE: REGOLARE U_i
- ② TROPPE ARMONICHE SOVRAPPOSTE ALLA FONDAMENTALE. POSSIBILE SOLUZIONE: MODULAZIONE PWM

Sviluppo in serie di FOURIER della tensione in uscita

$$f(\omega) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t)]$$

• $a_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} f(\omega) \cos(\omega t) d\omega$ ARMONICA FONDAMENTALE

• $a_n = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} f(\omega) \cos(n\omega t) d\omega$

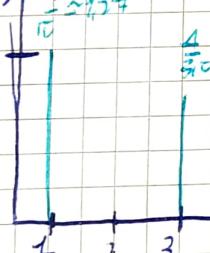
• $b_n = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} f(\omega) \sin(n\omega t) d\omega$

• $a_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} f(\omega) \cos(\omega t) d\omega = \frac{1}{2\pi} \left[\int_0^{\pi} \omega t + \int_{\pi}^{2\pi} -\omega t \right] = 0$

• $a_n = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left[\int_0^{\pi} \cos(n\omega t) d\omega + \int_{\pi}^{2\pi} -\cos(n\omega t) d\omega \right] = \frac{1}{2\pi} \left[\int_0^{\pi} \frac{\sin(n\omega t)}{n} \Big|_0^{\pi} + \int_{\pi}^{2\pi} \frac{-\sin(n\omega t)}{n} \Big|_{\pi}^{2\pi} \right] = 0$

• $b_n = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left[\int_0^{\pi} \sin(n\omega t) d\omega + \int_{\pi}^{2\pi} -\sin(n\omega t) d\omega \right] = \frac{1}{2\pi} \left[\int_0^{\pi} \frac{-\cos(n\omega t)}{n} \Big|_0^{\pi} + \int_{\pi}^{2\pi} \frac{\cos(n\omega t)}{n} \Big|_{\pi}^{2\pi} \right] = \frac{1}{n}$

$b_n = \frac{4}{\pi} \approx 1.27$



È POSSIBILE RIDURRE O ELIMINARE ALUNE ARMONICHE DIAMETRICALMENTE

UNA OPPORTUNA TECNICA DI MODULAZIONE. PER ARMONICO α_1 SI HA:

$$A_1 = \frac{4}{\pi} \left(V_0 \sin(\alpha_1 \omega t) \Big|_0^{\alpha_1 \omega t} - \frac{4}{\pi} \int_0^{\alpha_1 \omega t} V_0 \sin(\alpha_1 \omega t) \frac{d\omega}{\alpha_1} \right) + \frac{4}{\pi} \left(V_0 \sin(\alpha_1 \omega t) \Big|_{\alpha_1 \omega t}^{2\pi} \right)$$

a_1, a_2 SIEI PER ELIMINARE LE ARMONICHE SUPERIORI

ESEMPIO: $A_3 = V_0 \cdot \frac{1 - 2 \cos(\alpha_1) + 2 \cos^2(\alpha_2)}{3\pi}; \alpha_1 \approx 0,737\pi$ E $\alpha_2 \approx 0,185\pi \Rightarrow$ ELIMINO 3^a ARMONICA E ANEMO LE ARMONICHE DI ORDINE superiore

TECNICHE DI MODULAZIONE

Sono tecniche usate per ridurre le armoniche a bassa frequenza e regolare

L'AMPLESSA DELLA PRIMA

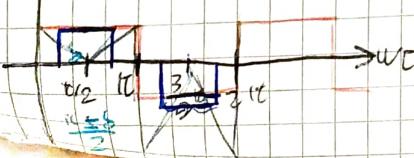
MODULAZIONE PARZIALEZZATA A SIMBOLI IMPULSI

Ad ogni semiperiodo si introduce una commutazione per generare un singolo impulso che

attraverso un commutatore, si attacca alla porta S che deve avere. In questo modo si

regola la tensione di uscita modificando opportunamente gli intervalli di apertura e chiusura

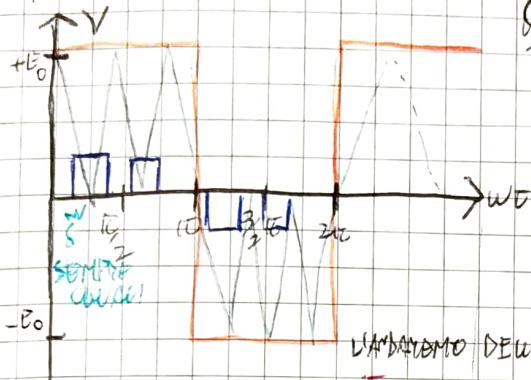
SEGNALE IMPULSO MODULANTE PORTANTE



$$A_1 = \frac{4}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{2}\right) \rightarrow \text{NON UNDARIA NELLA CAVità DI COMPARA}$$

TECNICA DI MODULAZIONE A PIÙ IMPULSI (FRATTORIA)

Consiste nel generare un segnale a più impulsi, e quindi più commutazioni, in base al numero di commutazioni P . I transistor si scalano più velocemente o lentamente. Per un P elevato, le perdite dovute alla commutazione aumentano.



Si ottiene un segnale di impulsi in cui ogni OGM (SEMIPERIODO) è un segnale di impulsi in cui ogni OGM SEMIPERIODO

ha P commutazioni di durata δ .

$$P = \frac{f_c}{2f_0} \text{ FREQ. SERVIZIO}$$

LA TECNICA È SIMILE ALLA PRECEDENTE,

L'AMBIENTAMENTO DELL'AMPISSIMA dipende da P : più è maggiore è più si fa uscita.

TECNICA DI MODULAZIONE PMW

Simile alla precedente, ma con durate s delle commutazioni variabili. L'ampiezza

massima della modulazione è detta AMPISSIMA DI PICO.

Dette A_R e A_C le ampiezze di picco dei segnali

di riferimento e modulante rispettivamente, si definisce

$$\text{l'INDICE DI MODULAZIONE } M = \frac{A_R}{A_C}$$

$$P = \frac{f_c}{2f_0} = \frac{1/T_0}{2/T_0} = \frac{T_0}{2} \cdot f_c$$

CADUTA RISUCCHE:

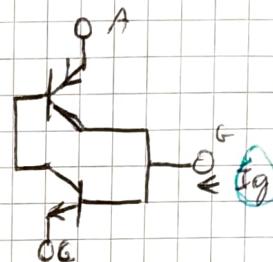
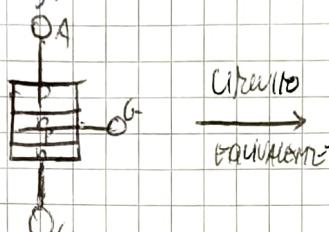
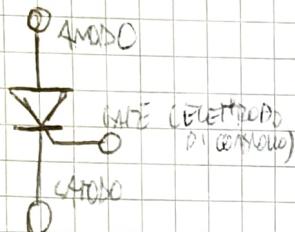
a) AMPISSIME DIVERSE PER OGNI IMPULSO

b) IL DISTANZO tra un impulso e l'altro è VARIABILE

$$M \begin{cases} \leq 2 & \rightarrow \text{TUTTE LE ARMONICHE DI ORDINE} \geq 2P \\ > 2 & \rightarrow \text{INTERVENGONO ANCHE LE ARMONICHE DI ORDINE} > 2P \end{cases}$$

SCR

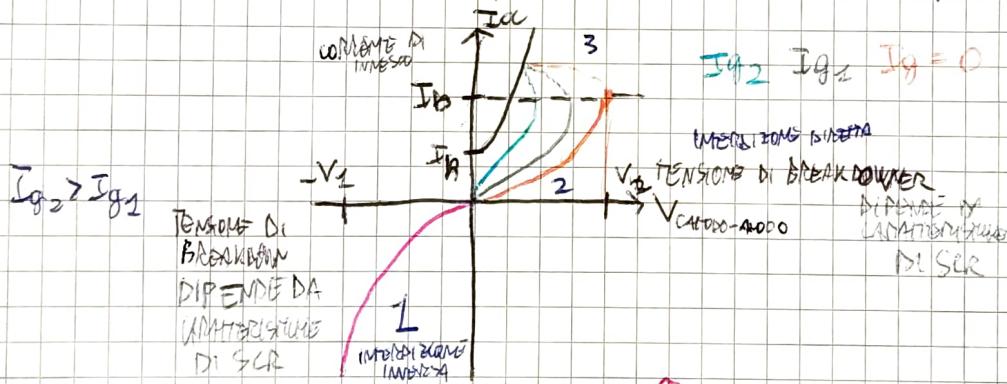
I TRIODI SONO DISPOSITIVI USATI PER LA COMBINAZIONE DI POTENZE ELEVATE COMPOSTI DA QUATTRO STRATI DI SEMICONDUTTORI n-p-n-p. IL PIÙ USATO È IL SCR (Silicon Controlled Rectifier), detto anche diodo controllato.



- SE L'ANODO È PORTATO AD UN POTENZIALE POSITIVO RISPETTO ALL'ANODO SENZA CHE ALTRI CONDENSATORI VENGANO INTEGRATI NEL CIRCUITO, ENTROBI I TRANSISTORI RESTANO INATTIVI

• INTEGRATA IN I_g , I DUE TRANSISTORI SI AMPLIFICANO ED INVESSO DI DISPOSITIVO PASSIVO IN COMUNICAZIONE AUTOMONTANTE, DA CUI SI ESCE QUANDO FA L' I_{in} , COMANDO DI HOLDING (RELATIVAMENTE BASSO)

L'SCR È UN MERMOTORE CHE CONVEDE IN UNA DIREZIONE E SI PUÒ COMMANDARE UN VERSO MA ANCHE



L'SLR SI DESCRIVE MEDIANO LE CARATTERISTICHE ANODICHE (o ^{E+}_{ANODICA}) O DELL'ELETTRONE DI CORTONO (o ^{LD₋}_{DI})

- ① $I_g = 0 \rightarrow$ POLARIZZAZIONE INVERSA. Si porta l'ANODO, NEGATIVO, RISPECTO AL CATHODE. L'SUR
È IN INVERSIONE E TUTTO ANDO IL CATHODE SI HA UNA CONDENSA POSITIVA PICCOLA

• SE LA TENSIONE DI POLARIZZAZIONE INVERSA raggiunge un valore di BREAKDOWN, LA CONDENZA
CHE SIE RUPTAMENTE E LA CADUTA ANODO-CATHODE SI FA IMMEDIATA COSTANTE

② • IN CASO DI POLARIZZAZIONE DIRETTA E VOL. COSTANTE MEME IN CRESCITA, I_a CRESCE DELL'ORDINE DEI
CINETICO INVERSA (2), IN UNA CURIOSA FORMA MIGLIORE

• ESISTERE UNA TENSIONE DI BREAKEVEN OURE LA QUALE I_{ao} CRESCE FINO AD I_b E LA CUSTA DI TENSIONE
CARICA ANODA A PUNTA FORTEZZA:

- APPONENDO ALL'ELETRODO UNA CORRENTE POSITIVA PER INIZIARE UNA I_g , LA TENSIONE DI RETTA CON LA QUALE SI PASSA IN CONDUZIONE SI ABBASSA IN MISURA TANTO MAGGIORE QUANTO MAGGIORE È LA CORRENTE I_g
- PER UN OPPORTUNO I_g , DIPENDENTE DAL TIPO DI SCR, L'INNESSO AVVIENE APPENA $V_a > 0$
- ANCHE L'INNESSO, SE IL CARICO PERMETTE ALLA CORRENTE DI MAMMARESI $> I_h$, L'SCR SI MANTIENE AD ALTA CONDUZIONE ANCHE IN ASSENZA DI CORRENTE DI GATE. COSÌ, LA CORRENTE DI CONDUZIONE NON PUÒ INFUERZA SUL PASSAGGIO DI I_a .

LA DERIVATA DELLA TENSIONE ANODICA $\frac{d}{dt} V_a$ NON DEVE SUPERARE UN VALORE CRITICO DATO CALE, PER AVOIDARLO

EFFETTO DI UNA CAPACITÀ PARASSITA NEL DISPOSITIVO, SE AVVICINEREBBE INIEZIONE DI CORRENTE NELL'ANODE È UNO UN

SCR COME REGOLATORI DI POTENZA



② AUMENTAZIONE IN ALTERNATA

IMPUGNO TRICO, LA POTENZA FORNITA PUÒ VARIARE A seconda SULL'IMBUTO DI INNESSO. AD Ogni SEMI PERIODO SI HA UNO SPONTANEO AUTOMATICO

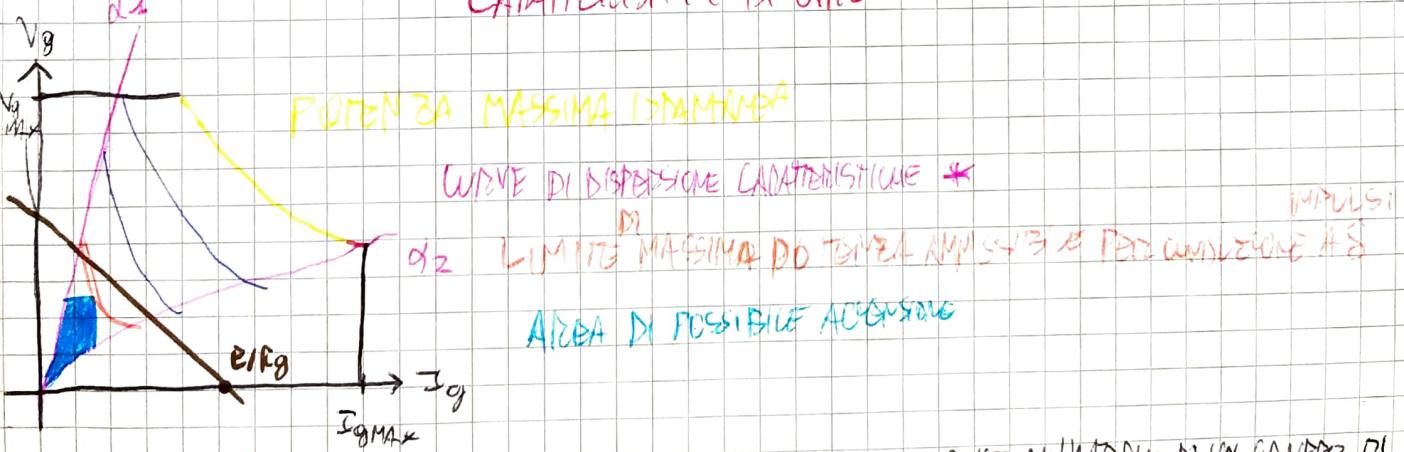
IN GENERALE SFRUTTANO SCR UNTI, CON TEMPO DI SPONTANEO COMPLESSO TUTTO ALTRUI DIFAM= E PIÙ CENTINAIA DI NS

③ A SPONTANEO FORZATO



In GENERALE SFRUTTANO SCR VELOCI, CON TEMPO DI SPONTANEO NELLA 1 E 40-50 NS

CARATTERISTICA DI GATE



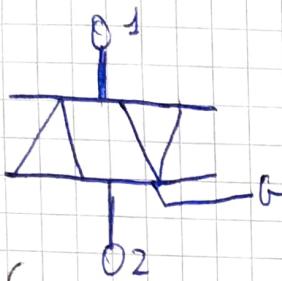
• L'ANDAMENTO DI TALE CARATTERISTICA PRESENTA UNA DISPERSIONE ANCHE ALL'INTERSO DI UN GRUPPO DI SCR DELLO STESSO TIPO, E QUISSI SI HALLA Z CARATTERISTICHE ECCEZIONALI

• FISSATO S, SI PUÒ INDIVIDUARE IL CIRCUITO DI GATE

$$\text{CARATTERISTICA EFFETTIVA DELL'SCR} \quad E = R_g I_g + V_{g_c}$$

TRIAC

Per tensione in alternata, si può condurre anche in semiperiodo negativo usando due SCR in antiparallelo. Tale configurazione prende il nome di TRIAC.



VANTAGGIO:

- UN SOLO DISPOSITIVO PENSATO E NON 2 ISOLATI

- UN UNICO ELETRODO SI COMANDA

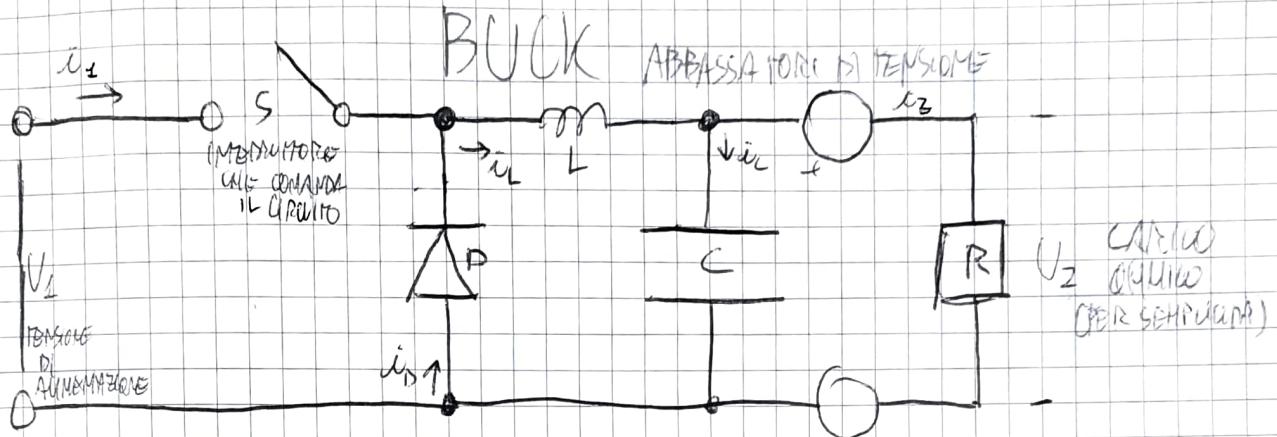
Si usa nel caso in cui la tensione di picco non sia troppo elevata ($\approx 1000-1500$ V).

GTO

Per lo spegnimento dell'SCR, si può solo agire sulla I_{ao} . La cosa risulta molto scomoda, soprattutto quando si lavora a potenze molto elevate. Si usa quindi il GTO, SCR particolare su cui si può interrompere la condizione accendendo sulle catodo di gate. Possono essere completamente controllati con comandi di piccola potenza senza intervenire sulla parte del dispositivo a potenza elevata.



BOOST & BUCK CONVERTER



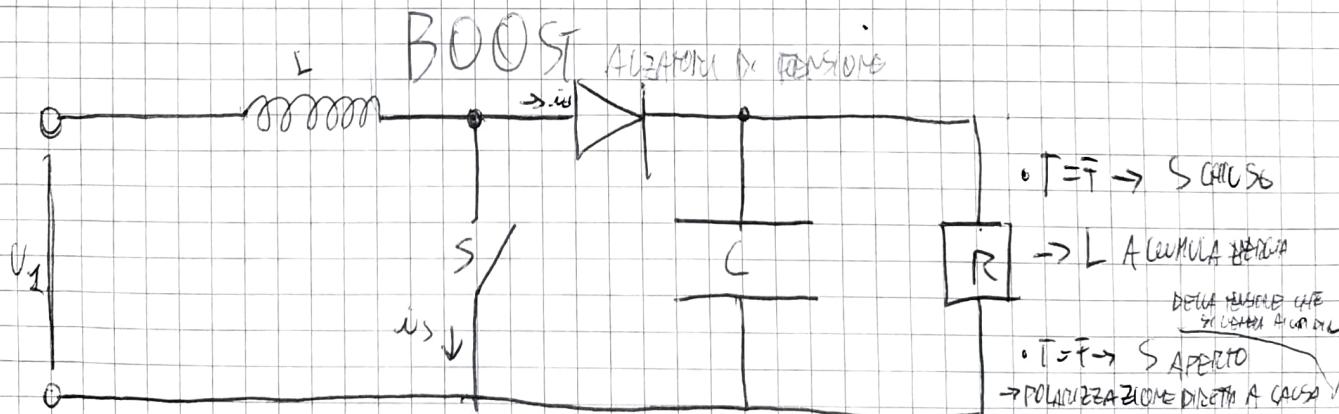
CONSIDERIAMO DUE CASI DIVERSI:

- $T = T_{OFF} = 0 \rightarrow$ RIPOSO \rightarrow C SCARICO $\Rightarrow i_L = 0 \rightarrow U_2 = 0$
- $T = \bar{T} \rightarrow$ SI APPLICA UNA U_1 E UN NUOVO S. \rightarrow SI VERIFICA LA POLARIZZAZIONE (INVERSA) \Rightarrow IL NODO SI STRENUO' $U_L = U_1 - U_2 \rightarrow U_L > 0$, DIVISA IN U_L E U_2

PER COMPARARE U_2 , BISOGNA APPRENDERE A USCIRE S PER NOMENCI OPPORTUNI \Rightarrow A REGIME STABILE LA U_2

$$\begin{aligned} &\text{S (ON)} \quad U_L = U_1 - U_2 = \frac{L \cdot I_{L\max} - I_{L\min}}{T_{ON}} \\ &\downarrow \\ &\text{S (OFF)} \quad U_L = -U_2 = \frac{-L \cdot I_{L\min} - I_{L\max}}{T_{OFF}} \end{aligned}$$

FUNZIONE DI TIPO DI CICLO SI
PASSE IN UNO STATO APERTO (INSPETTO
ALIMENTATORE) $T_{ON} = \frac{U_2}{U_1 - U_2}$



A REGIME:

$$\begin{aligned} &\text{(ON)} \quad U_L = U_2 = \frac{L \cdot I_{L\max} - I_{L\min}}{T_{ON}} \\ &\text{(OFF)} \quad U_L = U_2 - U_1 = \frac{L \cdot I_{L\min} - I_{L\max}}{T_{OFF}} \end{aligned}$$

$U_2 = \frac{T_{ON}}{T_{OFF}} U_1 = \frac{1}{1-\delta} U_1 \Rightarrow U_2 > U_1$

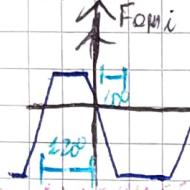
$U_2 = \frac{1}{1-\delta} = \frac{1}{1 + \frac{R_C}{L}}$

$U_1 = \frac{1}{1 + \frac{R_C}{L}}$

MOTORI BRUSH-LESS

MOTORI ELETTRICI "SENZA SPAZZOLE" CHE EFFETTUANO LA COMMUTAZIONE ELETTRICA. SI DISCRIMINO IN:

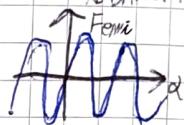
- DC-BRUSHLESS → MACCHINA A CONSEGUENZA CONTINUA IN CUI IL COMMUTATORI-COLLETTORE È



SOGGETTO DA UN COMMUTATORE ESTERNO (ES: INVERTER). LA Fase

MONDRA NEL MORSO DELLO STATORE ASSUMONO ANDAMENTO SINUSOIDALE.

- AC-BRUSHLESS → LA Fase ASSUME ANDAMENTO SINUSOIDALE



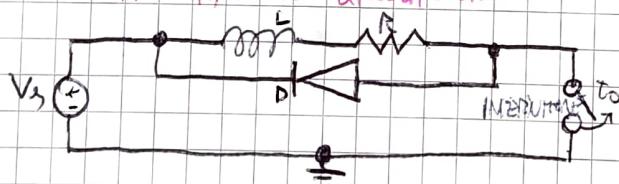
DC-BRUSHLESS

MOTORI USATI PER PICCOLE-MEDIE POTENZE. IL CASO PIÙ SEMPLICE PREVEDE DUE SOLI AVVOLGIMENTI DI STATORE: LA COMMUTAZIONE AVVIENE OGNI 90° DI ROTAZIONE TRAMITE UN SISTEMA DI TRANSISTOR IN MANIERA IMMAGNA ELETTRONICA ELETTRONICA ELETTRONICA ELETTRONICA ELETTRONICA AL CAMPO MAGNETICO DEL ROTORE. SI HA UN INDUCE A MAGNETI PERMANENTI IN CUI I MAGNETI SONO DISPOSTI SUL ROTORE E L'AVVOLGIMENTO SULLO STATORE.

PER RIDURRE DIMENSIONI E COSTI DELLO STATO DI POTENZA, I BRUSHLESS SONO REALIZZATI CON UN NUMERO DI FASI DA 2 A 6, CON L'OBIETTIVO DI MANTENERE CORRISSONE COSTANTE ANCHE CON POCHE FASI.

I DIODI NELL'AVVOLGIMENTO SONO IMBOTTITI PER CONTROARRESTARE L'ENERGIA IMMAGAZZINATA DEL ROTORE IN MODO DA AVERE UNA BUONA COMMUTAZIONE ANCHE AD ALTE VELOCITÀ.

DIODI DI LIBERA AC-BRUSHLESS AVVOLGIMENTO



SI USA PER ELIMINARE IL FLYBACK, OSSIA L'IMPROVVISO PICCO DI TENSIONE ATTIVATO DURANTE UN CICLO INATTIVO QUANDO LA TENSIONE DI ALIMENTAZIONE È MINIMA.

① L'INTERMITTORE È CHIUSO E L'INDUTTORE SI COMPARSA CON UN CORRIO-URSUS.

② L'INTERMITTORE È APERTO → L'INDUTTORE DEVE RESISTERE ALLA CADUTA DI VOLTAGGIO USANDO L'ENERGIA DI CAMPO MAGNETICO IMMAGAZZINATA PER CREARE UNA TENSIONE.

- AI CAPI DELL'INDUTTORE SI CREA UN VOLTAGGIO DIPOLEDOPOLE POSITIVO E NEGATIVO.

- AI CAPI DELL'INDUTTORE SI CREA UNA ELEVATA ΔV

LA ΔV POLARIZZA IL DIODO CHE CONSIGLIA CONSEGUENTE. I) DEVE OPPORTUNAMENTE ESSERE RESISTENTE A

PICCOLI ELEVATI

MOTORI AC-BRUSHLESS (CASO BIFASE, ANAO PER TRIASE, ETC...)

$$\left\{ \begin{array}{l} C_1 = i_1 K_{SMO} \\ C_2 = i_2 K_{XMO} \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} i_1 = I_m \text{ SMO} \\ i_2 = I_m \text{ XMO} \end{array} \right. \rightarrow C_0 = C_1 + C_2 = K I_m$$

GLI AVVOLGIMENTI SONO CONTINUAMENTE PERCORSI DA CORRENTE i_1 E i_2 . IL MOTORE NON HA PIATTI DI COPPIA E CARATTERISTICHE LINEARI ANALOGHE AL MOTORE A COLETTORE COMMUTATO IN CORRENTE

RIPPLE DI COPPIA

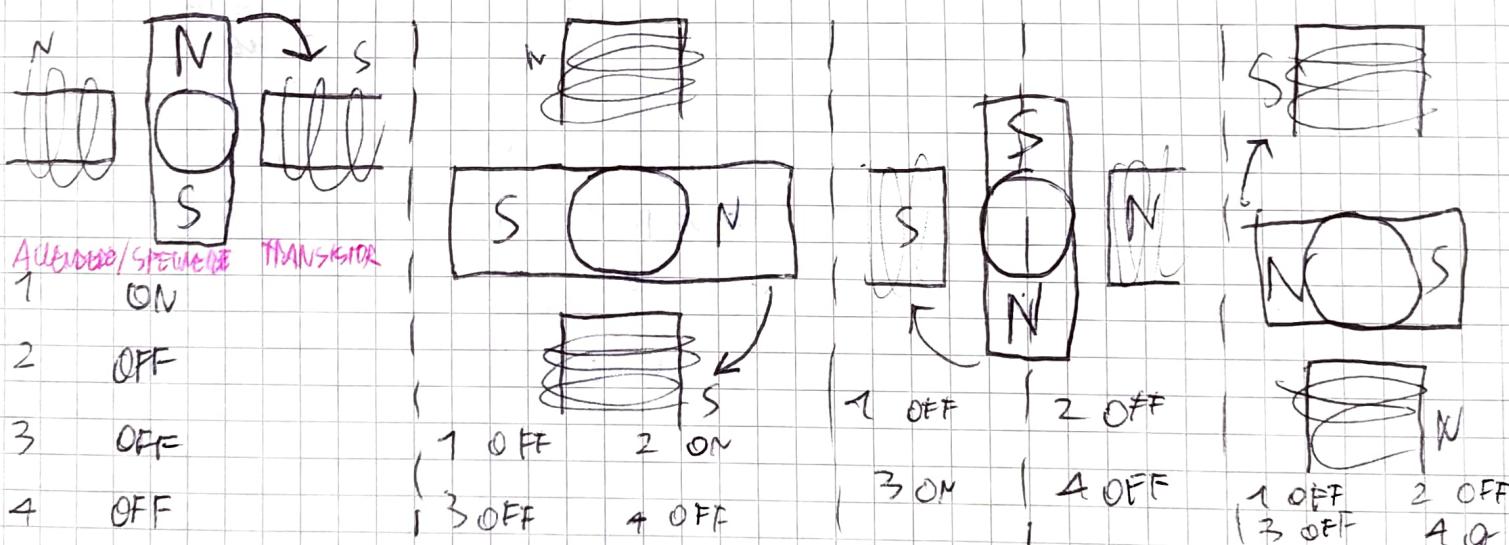
Sono un insieme di disturbi dovuti da:

- COPPIA DI AVVOLGIMENTO \rightarrow INTERAZIONE TRA I CAMPI MAGNETICI SU MAGNETI PERMANENTI E CORRENTE NEGLI AVVOLGIMENTI. A CAUSA DEL COMMUTATORI DI CORRENTE PRESA UN'IRREGOLARITÀ

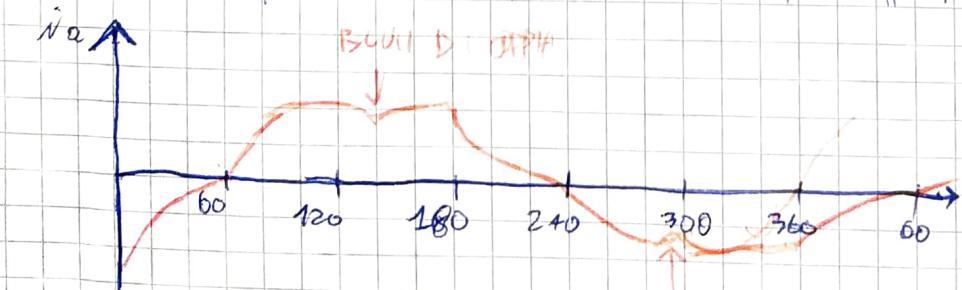
- COPPIA DI RIVOLTANZA \rightarrow VARIAZIONE DI AUTOINDUZIONE DEGLI AVVOLGIMENTI DI FASE

COPPIA DI COLEO(M6) \rightarrow VARIAZIONE DI RIVOLTANZA DURANTE LA ROTAZIONE DEL POLIGONE AD ABBONI MECCANIQUE CHE ROTANO IL MOTORE NELLA POSIZIONE DI MINIMA TUTTANZA

CONFIGURAZIONI DI LIBERA CIRCOLAZIONE



IN QUESTI MOTORI POSSIAMO MOVARE IN BUCCHI DI COPPIA (ES: 4000 MMASE)



MOTORI PASSO-PASSO

SIMILI AI BRUSHLESS MA PRIVI DI SENSORI DI POSIZIONE. È COMPOSTO DA:

- STATORE NELLA PARTE ESTERNA DEL MOTORE. PRESENTA DIVERSE COPPIE DI ESPANSIONI POLARI A TUTTO ALCUNO ALLE QUALE Sono DISPOSTI GLI AVVOLGIMENTI DEL CIRCUITO DI ALIMENTAZIONE IN DUE POSIZIONI
- ROTORE INERZIALE, FORMANTE IL FLUSSO DI CECITÀ SONDA IN INDUTTIVE
- SISTEMA DI AUMENTAZIONE ALIMENTAZIONE, IN OPPORTEUNE SUCCESSIONI, GLI AVVOLGIMENTI RELATIVI ALLE DIVERSE ESPANSIONI POLARI.

IL MOTORE PASSO-PASSO PUÒ ESSERE DI TIPO UNIPOLARE O BIFORNITE UNIPOLARE

Ogni AVVOLGIMENTO È MUNITO DI UNA PRESA CENTRALE CONNECTATA AD UN POLO SCELTO DI AUMENTAZIONE; LE DUE PARTI DEGLI AVVOLGIMENTI SONO QUASI SEMPRE IN PARALLELLO. IL DOPOPO PARALLELO PERMETTE DI NON INSERIRE LA NOSTRA AUMENTAZIONE LA DIREZIONE DELLA CORRENTE DIPOULETTE DI QUALE TERMINALE È CONNECTATO AL POLO DELLA SORDEZZA DI AUMENTAZIONE

GLI AVVOLGIMENTI SULLO STATORE NON HANNO LA PRESA CENTRALE; L'INVERSIONE DELLA DIREZIONE DELLA CORRENTE SI OTTIENE SCAMBIANDO ENTREMBE LE POLARITÀ DELLA TENSIONE DI AUMENTAZIONE HANNO LO SVANTAGGIO CHE NEI DUE AVVOLGIMENTI POSSONO FAR SCOMPARIRE CONSTANTE DA UN LATO E DALL'ALTRO. DEVONO IL NOME AL FATTO CHE, PER FAR MUovere IL ROTORE, OCCHIO A INVERTIRE LE

MODALITÀ COSTRUTTIVE

PER LIMITARE LE PERDITE NEL FERRO, LO STATORE È REALIZZATO CON LAMIERINI MAGNETICI ISOLATI ELETTRICAMENTE: LE ESPANSIONI POLARI SONO AVVOLTE VERSO L'INTERNO E SI ABBRACCIA A OCCUPARE UNA PIANA DEL TRAFERMO. IL ROTORE PUÒ PRESENTARE FORME COSTRUTTIVE RICONOSCIBILI A 2 GRUPPI:

- ① ROTORI COSTRUITI DA MAGNETI PERMANENTI
- ② ROTORI COSTRUITI DA MAGNETE FERROMAGNETICO I CAPITTELLIZZATI DA CUI CHE SI AFFACCIANO VERSO LO STATORE. IL NUMERO DI CAPI DEL ROTORE È DIVISO DA DUE DI STATORE (ROTORE PASSO-PASSO A MINIMA VARIAZIONE). FUORI METATO
- ③ MOTORI PASSO-PASSO IRIDI → PRESENTANO OLTRE ROTORE IN MAGNETI PERMANENTI A FORMA DI MINIMA VARIAZIONE, SONO I PIÙ DIFFUSI

RIVITANZA VARIABILE

→ 15

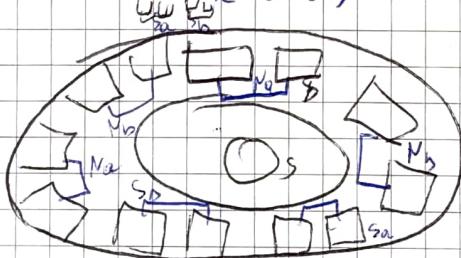
IL PASSO POLARE DI STATORE (45°) È MINORIO DI $\frac{1}{4}$ RISPESSO A QUELLO DEL PIANO DEL ROTORE (60°).
IL MOTORE NON È SENSIBILE ALL'INVERSIONE DI CORRENTE, IL FUNZIONAMENTO SI BASA SUL FATTO CHE IN UN CIRCUITO MAGNETICO LA POSIZIONE DI MINIMA RIVITANZA COSTITUISCE UNA POSIZIONE DI EQUILIBRIO.
L'EQUITAMENTO DUELE FASE SI PONE COSÌ IN POSIZIONA SICUREZZA: IL ROTORE, ALI DI OLTRE FASE DI AVVOLGIMENTO, PUÒ IN 15° PER MINIMIZZARE LA RIVITANZA DEL LAVORO ROTATIVO.

MOTORI BRIDI

ROTORE COSTITUITO DA UN PAPO DI LAMIERA È DIVISO IN DUE METÀ. DENTI CORPETTI, SEPARATE DA VERSO DI UN ANGOLO PARI ALLA METÀ DEL ROTORE MA INSENSE CONSECUTIVI. PUÒ ESSERE COSTITUITO DA DUE AVVOLGIMENTI SIMILARI O DALLE COPPIE DI AVVOLGIMENTI UNIPOLARI.

MOTORI A MAGNETI PERMANENTI

- **ROTORE** → DUE CILINDRI, USCISI DA SO DENTI, IN MODO CHE I DENTI DI UNO SINO IN POSIZIONE IMMEDIA RISPETTO ALL'ALNO CON (MONTATO UN MAGNETE PERMANENTE)
- **STATORE** → OTTO POLESI ELETTRICI I CUI AVVOLGIMENTI SONO COLLEGATI A 4 A 4 IN PARALLELO: UNA FASE UNIPOLARE RISPONDE ALLE POLARITÀ MAGNETICHE (N_a, S_a) L'ALTRA ALLE POLARITÀ (N_b, S_b)



COPPIA STATICÀ E COPPIA RESIDUA

CON UNA FASE EQUITATA PER SPOSTARE IL ROTORE, CONDIZIONE AFFIGGIRE UNA COPPIA ESTERNA IN QUANTO LO SPOSTAMENTO GENERA UNA COPPIA CHE TENDE A RIPORTARE IL MOTORE NELLA POSIZIONE DI EQUILIBRIO.

AVVOLGIMENTO DELL'UNA COPPIA DI MINIMO È SINUSOIDALE.



IL MAGNETE VA AD ALLEGGERIRE IL MATERIALI

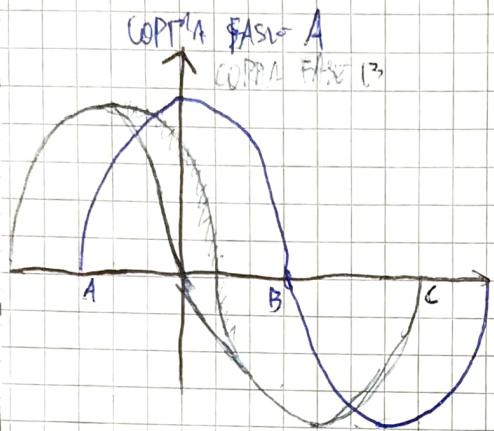
COPPIA RESIDUA (IN ASSENZA DI FASE DI EQUITAZIONE)

SE NON SI INVIA CORRENTE ALLO STATORE CHE VIENE A PRENDERE LA COPPIA ESTERNA, IL MAGNETE DEL ROTORE SVILUPPA UNA COPPIA RESIDUA CHE TENDE A MANTENERE IL MOTORE NELLA POSIZIONE DI EQUILIBRIO.

L'ORDINE DI QUESTA COPPIA È DOVUTA DAL FATTO CHE, IN ASSENZA DI ALIMENTAZIONE, IL MOTORE HA UNA COMPLICAZIONE ANALOGA A QUESTA A RIVITANZA VARIABILE: UN FUSCO GENETRIO SVILUPPARE E NON SULLE ATTACCHI.

COMPORTAMENTO DINAMICO SUPERATO SIMBOLICO: IL MOVIMENTO RISULTA DESORDINATO → AL CRESCERE DELLA VEL.

POSSONO ESSERE PROBLEMI DI SINONIMISMO.



→ CHIGMA

① $A \rightarrow B$ L'ENERGIA CINETICA E_c

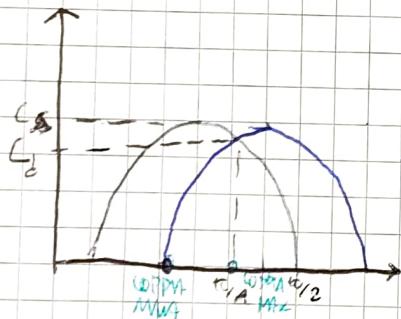
② B PUNTO DI EQUILIBRIO → IL MOTORE NON È SOVRACCARICO ACCORDO
ESTERNA → MO TORNÀ ESTERNA

③ $B \rightarrow C$ CRESC COUPPA DI ATTUAZIONE

④ $V_c = 0, E_c = 0$

ROTAZIONE CONTINUA

A VELOCITÀ È IMPOSTA DALL'ESTERNO, L'UNICO MODO PER OBTENERE EQUILIBRIO DINAMICO È CHE LA COPPIA VARI
FINO A PORTARSI AD UN VALORE TALE DA BILANCARE ESATTAMENTE LA COPPIA RESISTENTE. LA COPPIA MOMENTO È
NECESSARIA PIEMONTE INFERIORE ALLA MASSIMA COPPIA STRUTTURA C_s

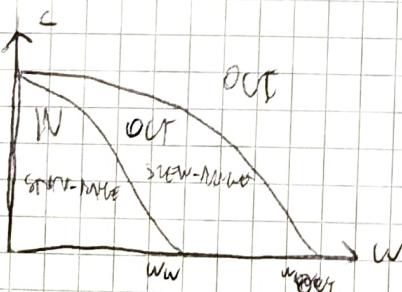


LA COPPIA MASSIMA UTILIZZABILE IN REGIME DINAMICO È QUESTA COPPIA SP

AD UN ANGOLIO RISPARMIATO DI $\frac{\pi}{4}$ CAMBIO DI CARICO)

$$C_d = \frac{1}{\sqrt{2}} C_s$$

SE LA COPPIA RESISTENTE È SUPERIORE ALLA COPPIA DI MASSIMA, IL MOTORE IMPATTA A PUNTI



$w_{IN} \rightarrow$ COPPIA SINCRONIZZANTE, APPRESTANDO LA MASSIMA COPPIA

CARICO DOVE IL MOTORE PUÒ PARTECIPARE E MANTENERSI IN

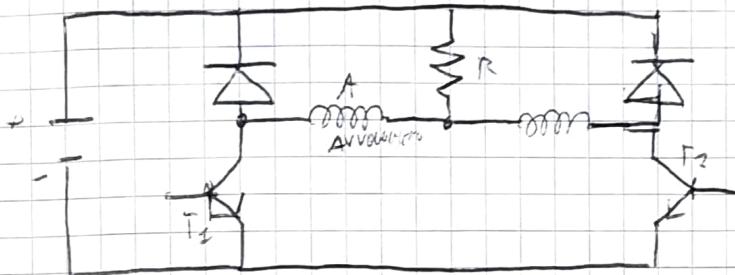
MOTORESENZA PERDERE PESO

$w_{OUT} \rightarrow$ COPPIA SINCRONIZZANTE, MINIMO CARICO

DISPOSITIVI DI PILOTAGGIO

MINOR

NE DVE PIEMONTE VIVERE MIGLIORIE NEL PIÙ TEMPO POSSIBILE



$$N = \frac{L}{R}$$

COSTANTE DI TEMPO DEL
GRADIMENTO

ENCODER

ESISTONO 2 TIPI DI ENCODER: ASSOLUTO E INCREMENTALE

ASSOLUTO

SI MISURA LA POSIZIONE IN BASE ALLE POSIZIONI IN CUI SI TROVANO LE SPAZZOLE DI UN LEO.

Sono costituiti come dischi ricoperti di zone continui o fatti su cui vengono fatta scorrere delle SPAZZOLE. Quando la spazzola incarna una zona condivisa, si identifica il valore o il valo

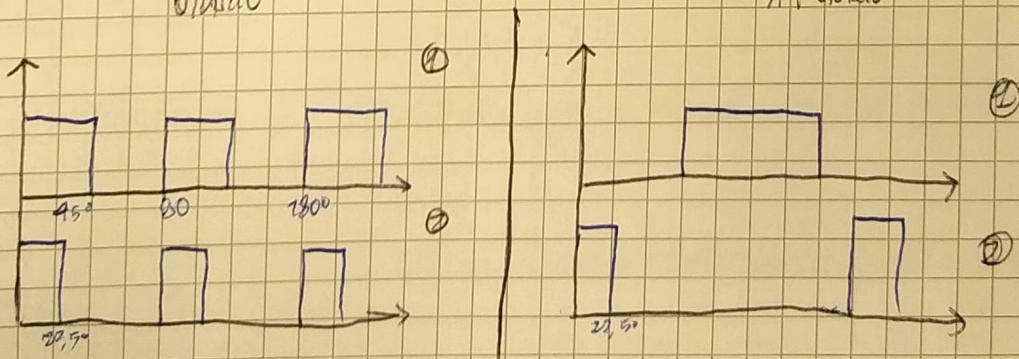
LORENZO I, A SECONDA DEL NUMERO DI BIT CHE SI VUOLE PARTECIPARE USANDO IL CODICE GRAY, che per

DI CAMBIARE UN BIT PER VOLTA RISPETTO AL CODICE PRECEDENTE. Si BUMINANO INIZIALMENTE DI UTTURA
PRODOTTI DA ALIMENTAMPO NON PERDUTO. ENCODE D QUANTIZZAZIONE $E = \frac{360}{2^n} \rightarrow \text{MOTOR}$

INCREMENTALE

Si misura a questo assoluto, in cui però si hanno zone opaque e non:

- Vengono MONTATI due sensori DISTANTI $\frac{1}{4} \cdot 90^\circ$ ($\frac{1}{4}$ DI PASSO)
- MONTATI SOPRA AL DISCO PER CAPIRE IL SUO VERSO DI ROTAZIONE. Si usano 2 sensori:
 - ORARIO $\rightarrow 1^{\text{o}}$ SENSORE FRONTE DI SINISTRA QUANDO IL SECONDO SI MOVA IN ALTO
 - ANTIORARIO $\rightarrow 4^{\text{o}}$ SENSORE FRONTE DI SINISTRA QUANDO IL SECONDO SI MOVA IN BASSO



ESTENSIMETRO

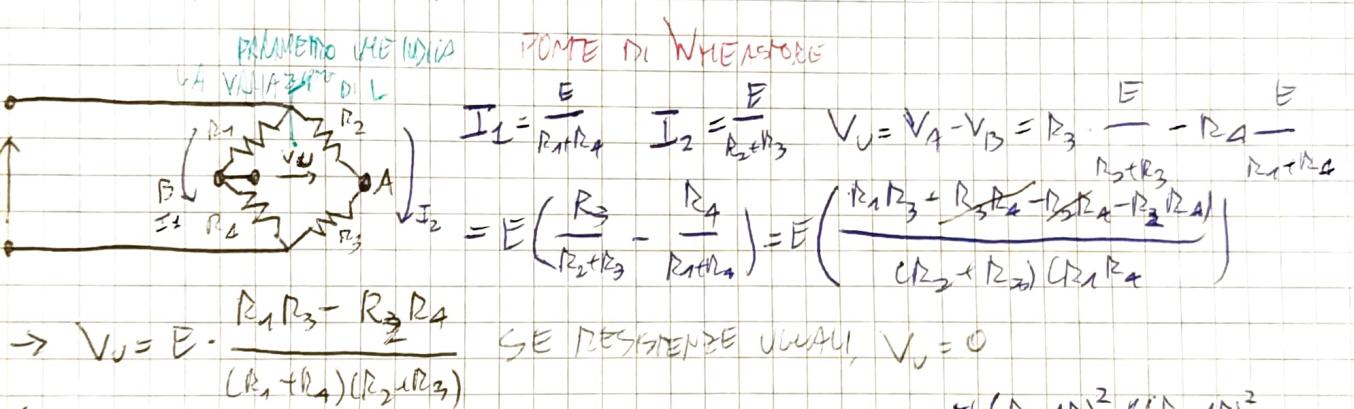
SENSORE DI MOVIMENTO CHE PUÒ MISURARE, AMMAGNETICO LA DEFORMAZIONE DI UNA RESISTENZA, GIA' SPOSTAMENTI OCE PRESSIONI.

RISULTANO SPESO USATE LEZIE METALLICHE. $R = \rho \cdot \frac{L}{S}$ RESISTENZA LUNGHEZZA / S = SEZIONE

DIMINUZIONE DELLA SEZIONE $\Delta S = -2\alpha \cdot \frac{\Delta L}{L}$. $\alpha \approx 1 \Rightarrow$ MODULO DI PLESSO $\alpha = 0.3$ PER TUTTI I METALLI

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta L}{L} + 2\alpha \frac{\Delta L}{L} = (1+2\alpha) \frac{\Delta L}{L} = K \cdot \frac{\Delta L}{L} \quad K \Rightarrow \text{FACTOR DI SENSIBILITÀ. SOLITAMENTE } K \approx 2$$

LE EQUAZIONI USATE CERCHANO DI ELIMINARE LE ΔR DONDE DAVANTI ALLE IMPORTE CONVIENE SENSIBILITÀ, E SI USANO QUINDI, PER IL MEDIANTE, 3/4 RESISTENZE UTILIZZATE



SE, INVECE, $R_1 = R_3 = R + \Delta R$ E $R_2 = R_4 = R - \Delta R$, $V_v = E \cdot \frac{(R + \Delta R)^2 - (R - \Delta R)^2}{(R + \Delta R + R - \Delta R)(R + \Delta R + R - \Delta R)}$

 $= E \cdot \frac{4R\Delta R + 4\Delta R^2 - 4R\Delta R + 4\Delta R^2}{4R^2} \rightarrow V_v = \frac{4\Delta R}{R} \cdot E = \frac{4L}{R} \cdot E = K \cdot E$

3° CASO: $R_1 = R_3 = R + \Delta R_1 + \Delta R_2$, $R_2 = R_4 = R - \Delta R_1 + \Delta R_2$, $V_v = \frac{\Delta R}{R + \Delta R_1} \cdot E \approx \frac{\Delta R}{R} \cdot E = \frac{\Delta R}{L} \cdot E$

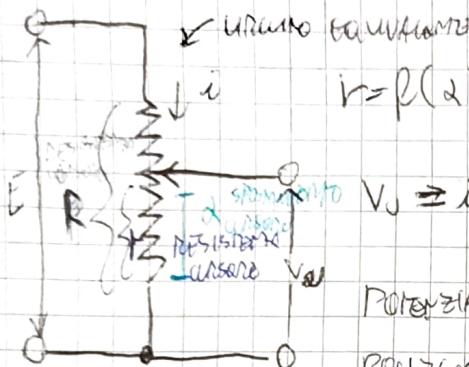
4° CASO: $R_1 = R_3 = R + \Delta R_1$, $R_2 = R_4 = R - \Delta R_2$

$$V_v = \frac{(R + \Delta R_1)^2 - (R - \Delta R_2)^2}{(2R + \Delta R_1 - \Delta R_2)(2R + \Delta R_1 - \Delta R_2)} \cdot E = \frac{R^2 + 2\Delta R_1 + \Delta R_1^2 - R^2 + 2\Delta R_2 - \Delta R_2^2}{4R^2 + (\Delta R_1 - \Delta R_2)^2 + 4(\Delta R_1 - \Delta R_2)^2} \cdot E$$
 $= \frac{4\Delta R_1 + 4\Delta R_2}{2R} \cdot E$

POTENZIOMETRO

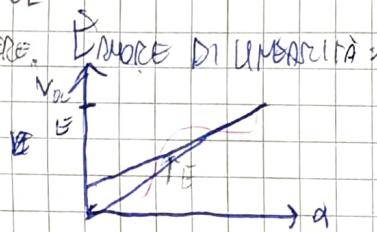
DISPOSITIVO DI MISURA CHE VA A MISURARE LO SPOSTAMENTO IN FUNZIONE DI UNA RESISTENZA VARIABILE DETTA ^{UN RESISTORE} _{SPOSTAMENTO}

SISTEMA POTENZIOMETRI ANGOLARI O POTENZIOMETRI PIATTINI



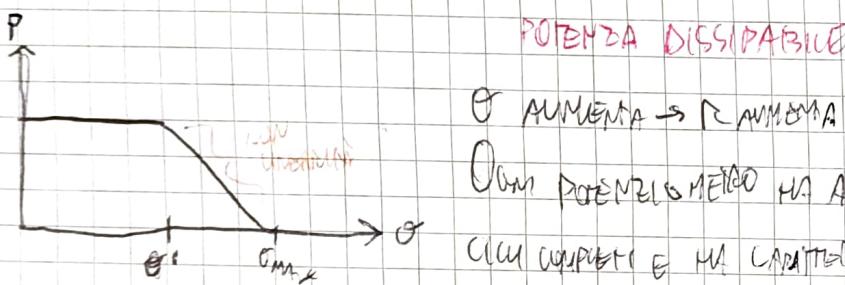
$$i = \frac{E}{R+d} \Rightarrow V_d = i \cdot d = \frac{d}{R+d} \cdot E = \frac{d}{d_{max}} \cdot E \Rightarrow V_d \rightarrow \text{POTENZIALE INDUCITO IN BASE ALLA POSIZIONE DEL CURSORO}$$

POTENZIALE IN USCITA DEL POTENZIOMETRO COME UNA MISURA CHE DIPENDE DALLA POSIZIONE DEL CURSORO.



$$\left\{ \begin{array}{l} d=0 \Rightarrow V_d \neq 0 \\ d=d_{max} \Rightarrow V_d=E \end{array} \right. \Rightarrow \text{BORDI DI OPERAZIONE}$$

PER I POTENZIOMETRI ANGOLARI VIENE IMMORTATO ANCHE UN BORDO DI CALIBRATORE ROTANDO SUL PIANO



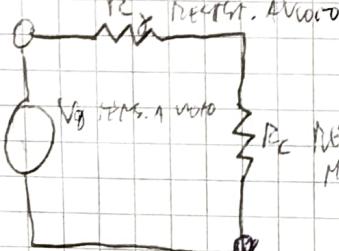
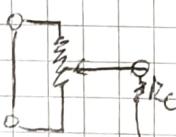
SE AUMENTA \rightarrow R AUMENTA

Ogni POTENZIOMETRO HA ANCHE UNA SUA DURATA DI VITA ESPRESSA IN MILI CICLI COMPLETI E HA CARATTERISTICHE MECCANICHE (CORPIA, ARMILO, ...)

EFFETTI DEL CARICO

SI PUÒ CONSIDERARE ANCHE L'EFFETTO DEL CARICO, CHE È LA DISCREZIONE DI V_d QUANDO MISURATO DA UN MISURATORE CON IMPEDIMENTO PROPRIO, IDENTIFICATO COLLA RESISTENZA PER A VISIONE ESSERE ^{GRANDE} MISURA ZOLE MENO

CIRCUITI ALLE VARIAZIONI
↓ MISURATORI
RESISTORI, ARMILO



$$V_d = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot E \Rightarrow V_d = \frac{d}{d_{max}} \cdot E$$

$$R_C = \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{B \cdot R}{B \cdot R + (1-B) \cdot R} = B \cdot R \quad B = \frac{d}{d_{max}}$$

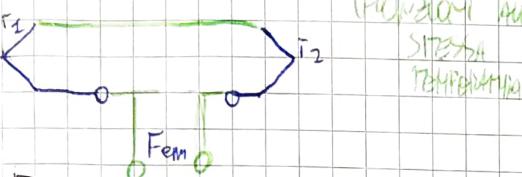
$$V_C = \frac{B \cdot E}{B(1-B) \cdot R} \cdot B \cdot E \rightarrow \text{EFFETTO DI} \quad E_C = \frac{V_d - V_{d0}}{E} = \frac{-B^2(1-B)}{B(1-B) + R}$$

TERMOCOPPIE

DUE SENSORI COSTITUITI CON DUE CONDUTTORI DIVERSI CONNETTI TRA DI LORO DA LUUMIDE, TENUTI A TEMPERATURE DIVERSE \rightarrow ALL'IMMENDO DEL CAPO SI VERIFICA UNA PICCOLA CORRENTE VARIABILE IN FUNZIONE DELLA ΔT . APPARECCHIO

IL CIRCUITO IN LOOPERISCEZIONA DI UN FILO CONNEGATO ALLE 2 TERMOCOPIE DEI 2 METALLI, SI PIA MISURA UNA FORZA ELETROMOTORICA GENERATA PER EFFETTO TERMOELETTRICO $V_0 = K(T_2 - T_1) \left(T + \frac{T_1 + T_2}{2} \right)$, $T_1, T_2 \ll T$

DOVE K È $T^{\frac{1}{2}}$ SONO PARITETICI DIVERSAMENTE DAL MATERIALE IMPREGNATO $C = F(T_2 - T_1)$



PER UN CORRETTO FUNZIONAMENTO, SI DEVONO DISSETARE ALCUNE REGOLE.

① PER AVERE UNA TENSIONE DI ULLA MUZZABILE, SI DEVONO USARE DUE METALLI DIVERSI, DUE LUNGHEZZE DIVERSE E DUE TEMPERATURE DIVERSE

② AFFIDARE LA Ferm IN USCITA MONVARI, SI SEDE INCLINARE IN TUTTO METALLO ALL'INTERO DEL CIRCUITO DELLA TERMO COPPIA CON TEMPERATURA COSTANTE ED OMOCIMA

③ SE UNA TERMO COPPIA SVILUPPA UNA TENSIONE E_{12} QUANDO ALLE TEMPERATURE T_1, T_2 È UNA E_{23} QUANDO ALLE TEMPERATURE T_2, T_3 SI HA CHE $E_{13} = E_{12} + E_{23}$

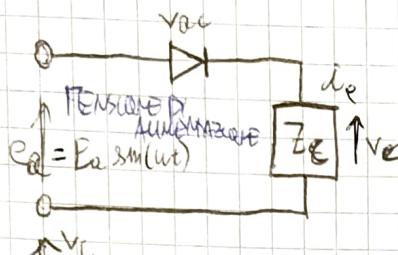
④ SE UNA TERMO COPPIA È COSTITUITA DA METALLI A E C SOMMOSA ALLE TEMPERATURE T_1 E T_2 + GENERA UNA TENSIONE E_{AC} , È UNA TERMO COPPIA COMPOSTA MA I METALLI C E B AGLI STESSI TEMPERATURE E_{CB}, ALLORA $E_{AB} = E_{AC} + E_{CB}$

⑤ VARIAZIONI DI TEMPERATURA NEI CAPI DI CONDUTTORE NON AVERNO LA TENSIONE DI USCITA, PURCHE I CAPI DI COLLEGAMENTO SIANO DI MATERIALE OMOCIMA

RADDRIEZZATORI

CONVERTITORI CHE CONVERTO LA CORRENTE DA ALTERNATA A CONTINUA

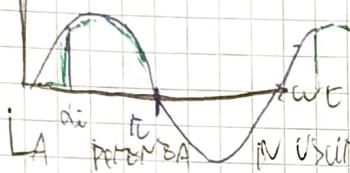
A SEMIONDA SIMPLICE



$$IPOTESI: Z_L = R_L \text{ CARICO PURAMENTE RESISTIVO}$$

TIPI DI DIODI VISTI SONO QUASI SEMIPi di SIC

PERMETTENDO L'ESSENZA INIZIALE DELL'ALTERNATA, UNA SCIA POSSER



VOLTA SPESA IN MODO NATURALE NELLA STessa MIGLIORE DI ALTRI

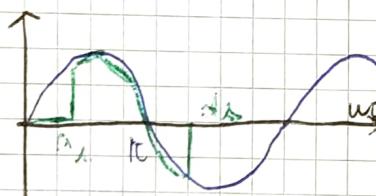
NON LINEARE MA LINEARIZZABILE MEDIANTE OPPORTUNO CIRCUITO DI GATE

$$V_c = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} E_a \sin(\omega t) dt = \frac{B_a}{2\pi} [\cos(\omega t)]_0^{\pi} = \frac{B_a}{2\pi} (1 + \cos(\omega t))$$

$$P_c = \frac{V_c^2}{R} = \frac{B_a^2}{2\pi^2 R}$$

I RADDRIEZZATORI COMUNI CON I DIODI, PER LA PROPRIETÀ DI FAR DIPENDERE IL VALORE MEDIO DELLA TENSIONE DA UNA FASE, SONO DETTI ANCHE AMPIFIATORI A COMBINAZIONE DI FASI

IPOTESI: CARICO RESISTIVO \Rightarrow IN PARITIVO



LO SPEDIMENTO DEI SCR È RISOLTO ANCHE DAL CARICO LINEARE

PER FASI CHE NEL CIRCUITO COMUNI A CIRCOLARE CORRENTI ANTI AV

\Rightarrow È NECESSARIO UN ALBIO DI SPEDIMENTO $\alpha_s > \pi/2$

$$V_c = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\alpha_s} B_a \sin(\omega t) dt = \frac{B_a}{2\pi} (\cos(\omega t))_0^{\alpha_s} - \cos(\omega t)).$$

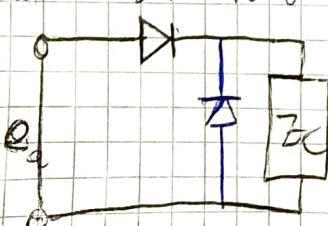
COME DETERMINARE α_s ?

• DETERMINARE L'ANDAMENTO DI $i_L(t)$ E, NOTI W, L, R DEL CIRCUITO, CALCOLARE α_s

Sono forniti grafici numerici che formano il valore di $i_L(t)$ NOTI W, L, R

In questo, si ottiene una tensione media inferiore rispetto al caso puramente resistivo.

Per aumentare V_c si introduce un diodo di libera anticolazione che riduce l'induzione di corrente e tensione e la potenza dissipata nei SCR. In questo caso, vale sempre che

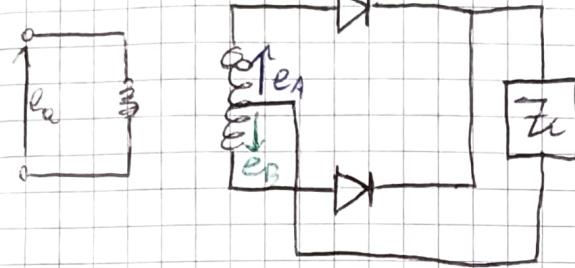


$V_c > 0$ IN QUANTO APPENA LA R_L LO IL DIODO ENTRA IN CONDIZIONE

LA CORRENTE MINIMA SCENDE SOTTO I_h^{SVA} E USCIRE STESSO SI SPENDE

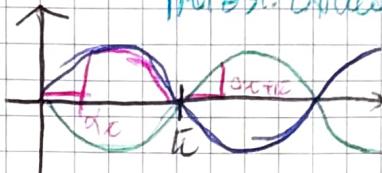
E V_c CONSIDERABILE COL CASO PURAMENTE RESISTIVO

A SEMIONDA DOPPIA



2 SCR FUNZIONANTI ALTERNATIVAMENTE

DURANTE UN SEMI PERIODO DIUN TORNIO DI AUMENTAZIONE
IPOTESI: CARICO PUREMENTE RESSISTIVO



COME SI MONTA IL VAMA CHILO SO SIMULARE È LA POSSIBILITÀ DI SFUORIRE ENTROBEE LE SEMIONDE DELLA TENSIONE DI AUMENTAZIONE

$$V_C = \frac{1}{T} \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} E_a \sin(\omega t) dt = \frac{E_a}{T} (1 + \cos(\alpha_2))$$

$$\text{VALORE EFFICACIA} V_C = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} E_a^2 \sin^2(\omega t) dt} = \frac{E_a}{\sqrt{T}} \sqrt{1 - \frac{1}{2} \cos(2\alpha_2)}$$

$$P_C = \frac{V_C^2}{Z_C}$$

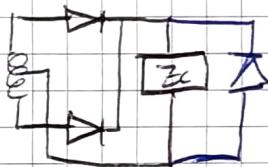
IPOTESI: CARICO RESISTIVO E INDUTTIVO

$\pi \leq \alpha_2 \leq 2\pi$. Si distinguono due casi:

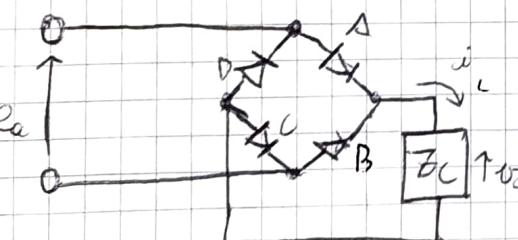
- $\alpha_2 < \alpha_1 \pi$ → VALORE MEDIO DOPPIO RISpetto AL VALORE A SEMIPULSE SEMIONDA
- $\alpha_2 > \alpha_1 \pi$ → VALORE MEDIO INDIPENDENTE DAL L'ANGOLONE DI SPERIMENTO

L'INSERIMENTO DI UN DIODO A UPERNA CIRCOLAZIONE PERMETTE DI

OBTENERE V_C VALORE AL CASO A CARICO RESISTIVO



A PONTE SEMI CONTROLLOATO



IPOTESI: CARICO INDUCTIVO

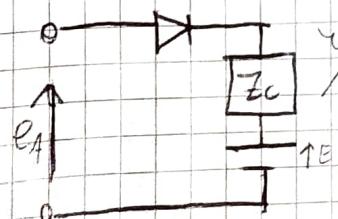
$E_A > 0 \Rightarrow$ POSSO CONDURRE SE L'SCR IN A È ACCESO
→ RAMI A E C < 0 → C SI INVERTE E SI HA
CIRCOLAZIONE DI VOLTIAGE IN D ED A FINIRE NON SI IMMESA B. PER PUÒ ESSERE NEI MIGLIORI

ES. SE $E_A > E_a$ → SCR STANTE X POLARIZZAZIONE MESSA

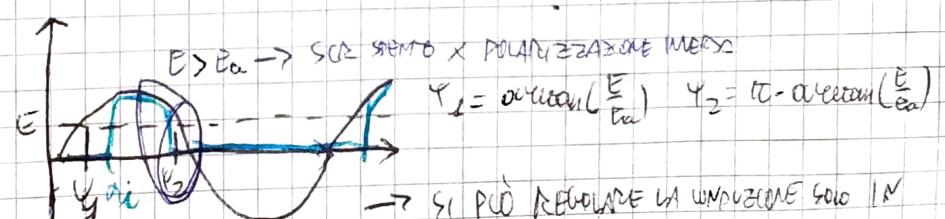


AD ESEMPIO, QUANDO IL DIODO DI RETROAZIONE VIENE USATO COME AMPLIFICATORE DI POTENZA PER AUMENTARE UN MINORE CON CONVERGENZA A 100% DI ARMATURA ONE. REGOLAZIONE RETROAZIONE DELL'ALIMENTAZIONE

A SEMIPULSE SEMIONDA CON CARICO ATTIVO



$E > E_a \rightarrow$ SCR STANTE X POLARIZZAZIONE MESSA



$\Psi_1 = \arccos(\frac{E}{E_a}) \quad \Psi_2 = \pi - \arccos(\frac{E}{E_a})$
→ SI PUÒ REGOLARE LA CIRCOLAZIONE SOLO IN

$$f(\theta) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos(n\theta) + b_n \sin(n\theta) \quad \theta = \omega t = (2\pi f)t$$

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} f(\theta) d\theta$$

$$a_n = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) \cos(n\omega t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} f(\theta) \cos(n\omega \theta) d\theta$$

$$b_n = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) \sin(n\omega t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} f(\theta) \sin(n\omega \theta) d\theta$$

$$f(\theta) = \begin{cases} 1 & 0 \leq \theta \leq \pi \\ -1 & \pi < \theta \leq 2\pi \end{cases}$$

$$a_0 = \frac{1}{2\pi} \left[\int_0^\pi 1 d\theta - \int_\pi^{2\pi} 1 d\theta \right] = 0$$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \left[\int_0^\pi (\cancel{1}) \cos(n\theta) d\theta - \int_\pi^{2\pi} \cancel{1} \cos(n\theta) d\theta \right] =$$

$$= \frac{1}{\pi} \left[\left[\frac{\sin(n\theta)}{n} \right]_0^\pi - \left[\frac{\sin(n\theta)}{n} \right]_\pi^{2\pi} \right] = \frac{1}{\pi} \left[\frac{0}{n} - 0 - 0 - \frac{0}{n} \right] = 0$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \left[\int_0^\pi \sin(n\theta) d\theta - \int_\pi^{2\pi} \sin(n\theta) d\theta \right] = \frac{1}{\pi} \left[- \left[\frac{\cos(n\theta)}{n} \right]_0^\pi + \left[\frac{\cos(n\theta)}{n} \right]_\pi^{2\pi} \right]$$

$$= \frac{1}{\pi} \left[- \frac{\cos(n\pi)}{n} + \frac{\cos(n\pi)}{n} + \frac{\cos(2n\pi)}{n} - \frac{\cos(n\pi)}{n} \right] =$$

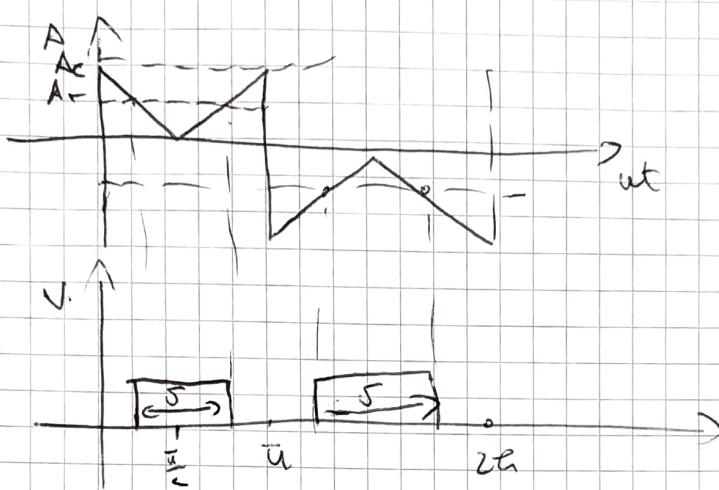
↓
1/n

$$= \frac{1}{\pi n} [1 - 2\cos(n\pi) + \cos(2n\pi)] = \frac{1}{\pi n} [1 - 2 + 1] = 0$$

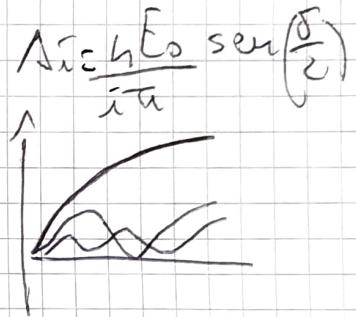
$$\text{upr.: } \frac{1}{\pi n} [1 - 2 + 1] = 0$$

$$\text{ndispers: } \frac{1}{\pi n} [1 + 2 - 1] = \frac{1}{\pi n}$$

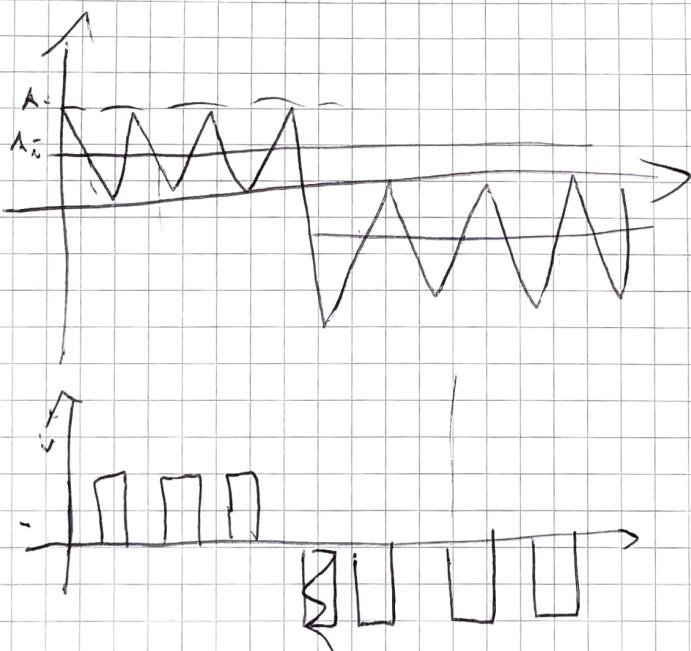
$$f(\sigma) = \sum_{m=1}^{\infty} \frac{4}{m\pi} \sin(m\sigma)$$



$$\frac{\pi + \delta}{2} - \frac{\pi - \delta}{2} = \frac{\pi + \delta - \pi + \delta}{2}$$



$\delta = \text{impulz}$



$$\delta^\sigma = \frac{\delta}{\pi F}$$

