LEZIONE 1

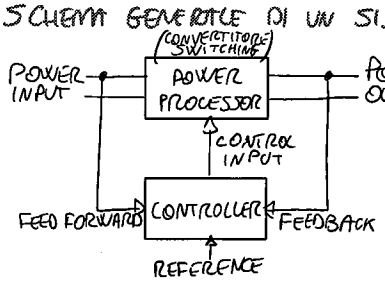
ELETTRONICA DI POTENZA E DI CONTROLLO

ELETTRONICA DI POTENZA = SISTEMI ELETTRONICI DEDICATI AL CONTROLLO DELLA POTENZA ELETTRICA. QUINDI SONO SISTEMI ELETTRONICI CHE HANNO IL COMPITO DI FORNIRE POTENZA ELETTRICA AD UN CARICO (ALTRO SISTEMA ELETTRICO, QUINDI SONO ALIMENTATORI, OPPURE AD UN MOTORE ELETTRICO)

L'ELETTRONICA DI POTENZA NON È LEGATA AL LIVELLO DI POTENZA. PER ESEMPIO PUÒ ESSERE UN SISTEMA CHE GESTISCE 10 nW PER ALIMENTARE UN PICCOLISSIMO SENSORE. ALTRI SISTEMI GESTISCONO ~MW
↝ ESCURSIONE MOLTO GRANDE, QUINDI SI DEVONO USARE TECNICHE DIFFERENTI

ELETTRONICA DI CONTROLLO È RIFERITA ALLE TECNOLOGIE LEGATE ALLA PRODUZIONE INDUSTRIALE [SENSORI, COMPUTER VISION]

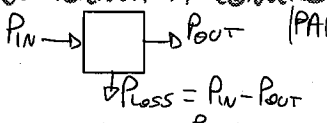
SCHEMA GENERALE DI UN SISTEMA DI ELETTRONICA DI POTENZA



↝ SIA L'INGRESSO CHE L'USCITA POSSONO ESSERE IN CONTINUA O IN ALTERNATA E LA POTENZA PASSA ATTRAVERSO IL POWER PROCESSOR QUINDI AVRÀ ALL'INTERNO DEI DISPOSITIVI SPECIFICI
↝ IL CONTROLLORE È TIPICAMENTE UN CIRCUITO LINEARE ANALOGICO (A LIVELLO DIDATTICO) OPPURE UNA MACCHINA DIGITALE (MPROCESSORE)

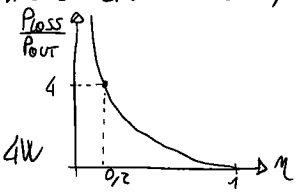
- A SECONDA DI COME SONO IN e OUT, CAMBIA IL NOME:
  - DC-DC = CONVERTITORE [$V_{OUT} \neq V_{IN}$]
  - AC-DC = RADDRIZZATORI (RECTIFIER)
  - DC-AC = INVERTER (ES: DAL PANNELLO FOTOVOLTAICO ALLA RETE)
  - AC-AC = CICLOCONVERTITORI (CAMBIA SIA AMPIEZZA CHE FREQUENZA)

EFFICIENZA DI CONVERSIONE



(PARAMETRO IMPORTANTISSIMO)

$$\left[\eta = \frac{P_{OUT}}{P_{IN}}\right] < 1 \rightsquigarrow P_{LOSS} = P_{OUT}\left(\frac{1}{\eta} - 1\right)$$



SE $\eta = 0{,}7 \rightsquigarrow \frac{P_{LOSS}}{P_{OUT}} = 4$. ALLORA PER 1W CHE SI PORTA IN USCITA, SE NE DISSIPANO 4W

⇒ L'EFFICIENZA DI CONVERSIONE DEVE ESSERE ALTA (~1) PER:

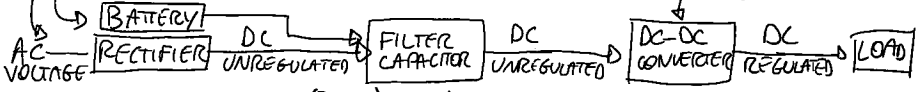
- SEMPLIFICARE IL RAFFREDDAMENTO, IN MODO DA RIDURRE I COSTI DEL SISTEMA
- MIGLIORARE L'AFFIDABILITÀ, PERCHÈ SI HANNO MINORI GUASTI A TEMPERATURE PIÙ BASSE
- MINORI DIMENSIONI E PESO DEL SISTEMA
- RISPARMIARE ENERGICAMENTE

⇒ PER OTTENERE EFFICIENZA ALTA SI DEVONO USARE COMPONENTI CHE NON DISSIPANO POTENZA ATTIVA. COME INDUTTORI, CAPACITÀ E DISPOSITIVI IN MODALITÀ COMMUTATA (SWITCHED MODE). QUELLO CHE SI CERCA DI EVITARE IN UN SISTEMA ELETTRONICO DI POTENZA SONO LE RESISTENZE E I DISPOSITIVI IN ZONA ATTIVA (IN MODO LINEARE, COME AMPLIFICATORI)

IN ELETTRONICA DI POTENZA RIENTRANO "ALLA GRANDE" GLI INDUTTORI, PERCHÈ RIESCONO AD IMMAGAZZINARE ENERGIA IN MODO MOLTO EFFICIENTE. TIPICAMENTE SI USANO INDUTTORI ESTERNI PERCHÈ IMMAGAZZINANO MOLTA ENERGIA ED HANNO Q ELEVATI, ANCHE SE INGOMBRANO MOLTO

- L'ELETTRONICA DI POTENZA È COMPOSTA DA TANTI ARGOMENTI DIVERSI: CONOSCENZA DEI DISPOSITIVI ELETTRONICI (CHE COSTITUISCONO ~50% DEL COSTO DEL SISTEMA); ELETTRONICA ANALOGICA; PARTE DI CONTROLLO; PARTE LEGATA AI CARICHI

DC-DC CONVERTERS USI TIPICI: ALIMENTATORI DI POTENZA; PILOTAGGIO DI MOTORI IN CONTINUA



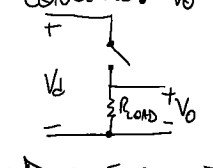


TIPOLOGIE:
- STEP-DOWN (BUCK) ↝ $V_U < V_{IN}$ MA DELLO STESSO SEGNO
- STEP-UP (BOOST) ↝ $V_U > V_{IN}$ MA DELLO STESSO SEGNO
- BUCK-BOOST ↝ V_U DI SEGNO OPPOSTO A V_{IN}
- ĆUK ("ciuk") ↝ ARCHITETTURA DI SECOND'ORDINE MA CON FUNZIONE UGUALE A QUELLA DEL BUCK-BOOST
- FULL-BRIDGE ↝ CONVERTITORE A 4 QUADRANTI (SIA TENSIONE CHE CORRENTE POSSONO ESSERE ⊕ o ⊖)

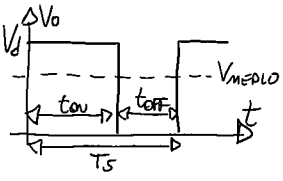
STEP-DOWN CONVERTER ↝ BUCK

IDEALMENTE SI ASSUMONO INDUTTORI, CONDENSATORI E INTERRUTTORI SENZA PERDITE

CONCETTO: $V_O = \begin{cases} V_{IN} & \text{CON INTERRUTTORE CHIUSO} \\ 0 & \text{CON INTERRUTTORE APERTO} \end{cases}$ ↝ APRENDO E CHIUDENDO L'INTERRUTTORE CICLICAMENTE CON PERIODO DI SWITCH T_S:

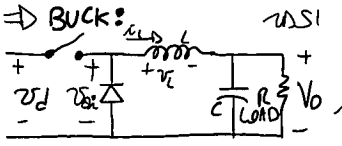


QUINDI L'USCITA NON È COSTANTE, MA HA COMPONENTE CONTINUA, COMPRESA TRA 0 e V_d, CHE PUÒ CAMBIARE AL VARIARE DEL DUTY-CYCLE



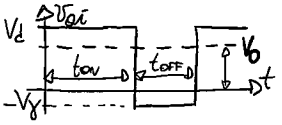
⇒ COSÌ COM'È IL CONCETTO NON FUNZIONA: INNANZITUTTO SERVE UN FILTRO CHE MANTENGA LA CONTINUA, PERCHÈ VOGLIAMO UNA V_O IN DC, MA BISOGNA FARLO EVITANDO RESISTENZE; L'ALTRO PROBLEMA È DOVUTO ALL'INTERRUTTORE, PERCHÈ HA UNA CORRENTE CHE VA DA UN CERTO VALORE A 0, COSÌ COME IL CARICO. ALLORA LA COMPONENTE INDUTTIVA DEL CARICO PUÒ DANNEGGIARE L'INTERRUTTORE NEL MOMENTO IN CUI SI APRE PERCHÈ SI CREA UNA SOVRATENSIONE AI SUOI CAPI (L'INDUTTORE DISSIPEREBBE IN POCHISSIMO TEMPO TUTTA L'ENERGIA ACCUMULATA SULL'INTERRUTTORE). ALLORA DEVE EVITARE CHE LA i_{LOAD} SIA IMPULSATA (COSTANTE)

⇒ **BUCK:**



↘ SI SEPARA L'INTERRUTTORE DAL CARICO E SI INSERISCE UN FILTRO PASSA BASSO LC DEL SECONDO ORDINE E CON 2 POLI IMMAGINARI PURI A $f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} << f_s = \frac{1}{T_s}$ (PER REIETTARE LE ARMONICHE) E SENZA DISSIPARE POTENZA

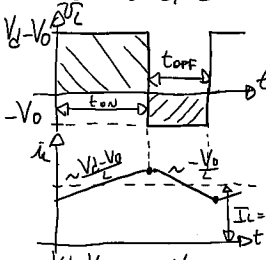
↘ IL DIODO SERVE AD EVITARE PICCHI DI TENSIONE SULL'INTERRUTTORE: QUANDO SI APRE L'INTERRUTTORE LA TENSIONE SUL NODO SI ABBASSA MA SENZA CAUSARE SOVRATENSIONE SULL'INTERRUTTORE, PERCHÉ QUANDO SUPERA V_γ SI ACCENDE IL DIODO ↘ ALLORA LA CORRENTE NELL'INDUTTORE CONTINUA A VIAGGIARE PERCHÉ PASSA ATTRAVERSO IL DIODO.



⇒ IN QUESTO MODO V_{GK} NON POTRÀ MAI ESSERE PIÙ GRANDE DI $V_d - (-V_\gamma) = V_d + V_\gamma$ QUINDI IL DIODO SERVE A FAR CIRCOLARE LA CORRENTE CHE DEVE PASSARE NELL'INDUTTORE, QUANDO L'INTERRUTTORE È APERTO

↘ AD UNA ANALISI DI ORDINE ∅, SI APPROSSIMA CA $V_\gamma = \emptyset$ IN MODO DA NON DISSIPARE POTENZA

- **ANALISI QUANTITATIVA IN CONDIZIONI STAZIONARIE.** CIOÈ IL SISTEMA HA COMPORTAMENTO PERIODICO, MA A REGIME SI ASSUME UNA $v_o = V_o$ COSTANTE, $v_d = V_d$ COSTANTE E CHE TUTTE LE GRANDEZZE SIANO PERIODICHE DI PERIODO PARI AL PERIODO DI SWITCHING



↘ QUANDO L'INTERRUTTORE È CHIUSO (t_{ON}), LA TENSIONE SULL'INDUTTORE È $V_d - V_o$

↘ QUANDO L'INTERRUTTORE È APERTO (t_{OFF}), LA TENSIONE SULL'INDUTTORE È $-V_o$ $(-V_\gamma - V_o)$

SE SI APPLICA UNA TENSIONE COSTANTE, LA CORRENTE NELL'INDUTTORE, CHE È UGUALE AL SUO INTEGRALE ($v_L = L\frac{di_L}{dt}$), È LINEARE

$\Rightarrow \frac{di_L}{dt} = \frac{V_d - V_o}{L}$ DURANTE t_{ON}

$\Rightarrow \frac{di_L}{dt} = -\frac{V_o}{L}$ DURANTE t_{OFF}

$\Rightarrow \int_0^{T_s} \frac{di_L}{dt} dt = \int_0^{t_{ON}} \frac{V_d - V_o}{L} dt + \int_{t_{ON}}^{T_s} -\frac{V_o}{L} dt = \frac{V_d - V_o}{L} t_{ON} - \frac{V_o}{L} t_{OFF}$

↘ SICCOME È PERIODICO ↘ $i_L(T_s) = i_L(\emptyset) \Rightarrow \int_0^{T_s} \frac{di_L}{dt} dt = \emptyset$

↘ $\frac{V_d - V_o}{L} t_{ON} - \frac{V_o}{L} t_{OFF} = \emptyset$ ↘ $V_d t_{ON} - V_o (t_{ON} + t_{OFF}) = \emptyset \Rightarrow \boxed{\frac{V_o}{V_d} = \frac{t_{ON}}{T_s} = D}$

⇒ IL RAPPORTO DI CONVERSIONE DELLA TENSIONE (V_{OUT}/V_{IN}) DI UN BUCK È UGUALE AL DUTY-CYCLE

OSS: QUESTA REGIONE DI FUNZIONAMENTO SI CHIAMA **MODO DI CONDUZIONE CONTINUA**, DOVE LA CORRENTE NELL'INDUTTORE È CONTINUA $\neq \emptyset$, MA NON È L'UNICO

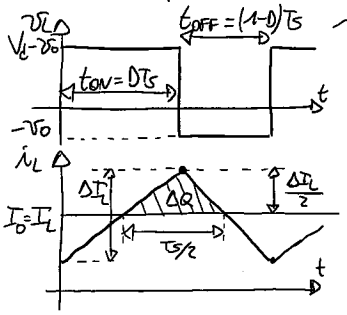
- PER L'ANALISI STAZIONARIA SI È DETTO CHE LA CORRENTE i_L DEVE ESSERE PERIODICA, MA UN'ALTRA MANIERA DI DEFINIRE LA STAZIONARIETÀ È DATA DAL FATTO CHE UNA i_L PERIODICA SIGNIFICA UN VALOR MEDIO DELLA TENSIONE DELL'INDUTTORE SIA NULLA $\Rightarrow \langle v_L \rangle = \emptyset$ COINCIDE COL DIRE $\boldsymbol{i_L(\emptyset) = i_L(T_s)}$

DIM: $\langle v_L \rangle = \frac{1}{T_s}\int_0^{T_s} v_L(t)\,dt = \frac{1}{T_s}\int_0^{T_s} L\frac{di_L}{dt}dt = \frac{L}{T_s}[i_L(T_s) - i_L(\emptyset)] = \emptyset$ IN CONDIZIONI STAZIONARIE

- ANALOGAMENTE SI PUÒ FARE LO STESSO RAGIONAMENTO PER I CONDENSATORI $\Rightarrow \langle i_c \rangle = \emptyset$ E QUINDI LA TENSIONE MEDIA AI CAPI DELLA CAPACITÀ NON CRESCE ↘ $v_c(T_s) = v_c(\emptyset)$

DIM: $\langle i_c \rangle = \frac{1}{T_s}\int_0^{T_s} i_c(t)dt = \frac{1}{T_s}\int_0^{T_s} C\frac{dv_c}{dt}dt = \frac{C}{T_s}[v_c(T_s) - v_c(\emptyset)] = \emptyset$ IN CONDIZIONI STAZIONARIE

- ALTRA ASSUNZIONE IN ANALISI STAZIONARIA, LEGATA AD UNA BUONA PROGETTAZIONE: AL PRIMO ORDINE SI TRASCURA IL RIPPLE SULLE CAPACITÀ ↘ $v_c(t) \simeq V_c$ (QUALCHE VOLTA, ANCHE SE NON SPESSO VERO, TRASCUREREMO ANCHE IL RIPPLE SULLA CORRENTE ↘ $i_L(t) \simeq I_L$)
- CON UN'ANALISI DEL SECONDO ORDINE, VALUTIAMO IL **RIPPLE DELLA TENSIONE D'USCITA**



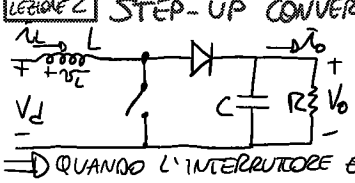
↘ SUPPONIAMO CHE IL VALOR MEDIO DELLA CORRENTE NELL'INDUTTORE (I_L) PASSI NEL CARICO. ALLORA NELL'ARCO DI UN PERIODO, LA DIFFERENZA TRA LA CORRENTE E IL VALOR MEDIO, SI HA UNA PARTE VARIABILE CHE AUMENTA DURANTE UN INTERVALLO $T_s/2$ (MA CHE È IN PARTE DURANTE t_{ON} E IN PARTE DURANTE t_{OFF}), STA DANDO CARICA ALL'INDUTTORE. ↘ (IMMAGINIAMO CHE QUESTA CARICA FINISCA SULLA CAPACITÀ. ⇒ CIOÈ IL VALOR MEDIO DI i_L VA NEL CARICO, LA VARIAZIONE DI i_L RISPETTO A I_L FINISCE NELLA CAPACITÀ. DURANTE L'ALTRO MEZZO PERIODO LA STESSA CARICA VIENE TOLTA DALLA CAPACITÀ (VARIAZIONE RISPETTO AL VALOR MEDIO COMPLEMENTARE). PENSANDO AD UNA CAPACITÀ CAPACITÀ FINITA, QUESTA CARICA PORTATA AUMENTA (ANCHE IN MODO INFINITESIMALE) LA TENSIONE AI SUOI CAPI ↘ $\Delta Q = \frac{1}{2}\frac{\Delta I_L}{2}\cdot\frac{T_s}{2}$ (AREA DEL TRIANGOLO) CON $\Delta I_L = \frac{V_o}{L}(1-D)T_s$ (DERIVATA PER DURATA DI t_{OFF})

$\Rightarrow \Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{V_o}{8LC}T_s^2(1-D)$ ↘ $\boxed{\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{\pi^2}{2}(1-D)\frac{f_c^2}{f_s^2}}$ RIPPLE RELATIVO

⇒ IL RIPPLE È PROPORZIONALE ALLA TENSIONE D'USCITA, AL QUADRATO DEL PERIODO DI SWITCHING E INVERSAMENTE PROPORZIONALE AD L e C (ED ANCHE AL QUADRATO DELLA FREQUENZA DI SWITCHING)

↘ ALLORA PER ABBATTERE IL RIPPLE (CHE TIPICAMENTE NON È VOLUTO), SI PUÒ DIMENSIONARE OPPORTUNAMENTE L e C (PIÙ GRANDI) E SI PUÒ AUMENTARE LA FREQUENZA DI SWITCHING (CHE LO ABBASSA QUADRATICAMENTE) (POICHÉ INDUTTORI E CAPACITÀ PIÙ GRANDI COSTANO E INGOMBRANO, SI PREFERISCE AUMENTARE LA f_s)

LEZIONE 2 **STEP-UP CONVERTER ↘ BOOST** ↘ ANCHE QUESTO È UTILIZZATO PER ALIMENTATORI O PILOTAGGIO DI MOTORI. LA SUA CARATTERISTICA È CHE $V_U > V_d$



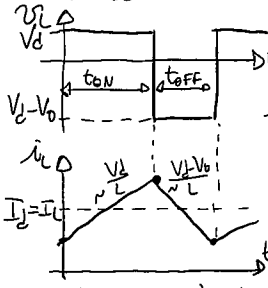
⇒ CON INTERRUTTORE CHIUSO, L'INDUTTORE VIENE CARICATO DALL'INGRESSO, CIOÈ SI ACCUMULA ENERGIA PROPORZIONALE A i_L^2. L'USCITA È ISOLATA, E LA TENSIONE È SOSTENUTA DALLA CAPACITÀ, PERCHÉ IL DIODO È INTERDETTO

⇒ QUANDO L'INTERRUTTORE È APERTO, IL DIODO CONDUCE PORTANDO LA CORRENTE i_L IN USCITA (RICARICANDO LA C)

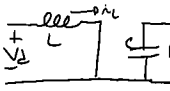


Hp: $v_c(t) \simeq V_c \Rightarrow V_o$ COSTANTE, IN SITUAZIONE STAZIONARIE

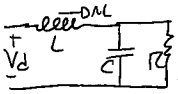
↳ IN CONDIZIONI STAZIONARIE i_L È PERIODICA $\Rightarrow i_L(T_s) = i_L(0)$, MA QUESTO SIGNIFICA CHE IL VALOR MEDIO DI V_L È NULLO ($\langle v_L \rangle = 0$) ↳ PERCHÉ SE DURANTE t_{ON} $V_L > 0$, ALLORA DURANTE t_{OFF}, $V_L < 0 \Rightarrow V_o > V_{IN}$ (OPPURE SI VEDE DAL FATTO CHE LA i_L DEVE DECRESCERE)



↳ DURANTE t_{ON}:



↳ DURANTE t_{OFF}:



TRASCURANDO LA CADUTA SUL DIODO ↳ $V_\gamma \simeq 0$

Hp: t_{ON} DURA POCO E LA CAPACITÀ È MOLTO GRANDE $\Rightarrow V_o$ COSTANTE t_{OFF}

$\Rightarrow \int_0^{T_s} \frac{di_L}{dt} dt = 0$ ↳ $\int_0^{t_{ON}} \frac{V_d}{L} dt + \int_{t_{ON}}^{T_s} \frac{V_d - V_o}{L} dt = 0 \Rightarrow \frac{V_d}{L} t_{ON} + \frac{V_d - V_o}{L}(T_s - t_{ON}) = 0$

CON $t_{ON} = DT_s$ e $t_{OFF} = (1-D)T_s \Rightarrow DT_s V_d + V_d T_s (1-D) - V_o T_s (1-D) = 0$

↳ $T_s V_d (D + 1 - D) - V_o T_s (1-D) = 0 \Rightarrow \boxed{\frac{V_o}{V_d} = \frac{1}{1-D}}$ ↳ RAPPORTO DI CONVERSIONE DELLA TENSIONE $[>1]$

OSS: CON QUESTA ANALISI IDEALE, IN CUI NON SI SONO CONSIDERATE POSSIBILI PERDITE IN L, C, NEL DIODO E NELL'INTERRUTTORE, SI POTREBBE AUMENTARE AD UN VALORE ALTO QUANTO CI PARE IL RAPPORTO DI CONVERSIONE. MA NELLA PRATICA NON SI PUÒ OTTENERE PERCHÉ CONSIDERANDO LE PERDITE SI ABBASSANO SIA L'EFFICIENZA CHE IL RAPPORTO DI CONVERSIONE [TIPICAMENTE SI USA $3 \div 4$]

$\Rightarrow$ CON L'IPOTESI DI NON AVERE PERDITE: $P_{IN} = P_{OUT}$ ↳ $V_d I_d = V_o I_o \Rightarrow \boxed{\frac{I_o}{I_d} = 1-D}$ $\boxed{\frac{I_o}{I_d} = \frac{V_d}{V_o}}$
(QUINDI QUESTO COMPORTAMENTO È UNA SPECIE DI TRASFORMATORE)

- ANALIZZIAMO IL **RIPPLE DELL'USCITA**: DURANTE t_{ON} IL DIODO È INTERDETTO, QUINDI LA CAPACITÀ SI SCARICA SUL CARICO (APPROSSIMAZIONE DI PRIM'ORDINE); DURANTE t_{OFF} L'INDUTTANZA RICARICA LA CAPACITÀ

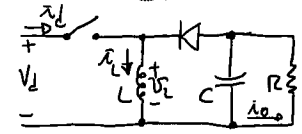
↳ t_{ON}: $\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{I_o D T_s}{C} = \frac{V_o D T_s}{RC}$ (IPOTIZZANDO t_{ON} BREVE DA CONSIDERARE $i_o = I_o = \frac{V_o}{R}$)

$\Rightarrow \frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{D T_s}{\tau}$ RIPPLE RELATIVO

[OSS: IL RIPPLE È $\propto T_s$, NON COME IL BUCK CHE ERA $\propto T_s^2$]
↳ LA CAPACITÀ D'USCITA È FISSATA IN BASE AL RIPPLE DESIDERATO

BUCK-BOOST CONVERTER

↳ USCITA DI SEGNO OPPOSTO ALL'INGRESSO [USO TIPICO: ALIMENTAZIONE NEGATIVA]



↳ QUANDO L'INTERRUTTORE È CHIUSO, L'INDUTTORE SI CARICA CON ENERGIA CHE AUMENTA QUADRATICAMENTE CON LA CORRENTE, CHE È LINEARE CON V_L COSTANTE. IL DIODO È INTERDETTO, QUINDI LA TENSIONE D'USCITA È MANTENUTA DALLA CAPACITÀ
$\Rightarrow$ **RIPPLE DI USCITA** UGUALE A QUELLO DEL BOOST

↳ QUANDO L'INTERRUTTORE SI APRE, L'INDUTTORE CONTINUA A DESIDERARE CORRENTE CHE LA PRENDE, ACCENDENDO IL DIODO, DAL CARICO E DALLA CAPACITÀ [ECCO PERCHÉ È NEGATIVA]. DURANTE QUESTA FASE LA CAPACITÀ SI CARICA IN MODULO, SE LA PRENDIAMO COL + VERSO IL BASSO

- IN CONDIZIONI STAZIONARIE: $\langle v_L \rangle = 0 \rightarrow \frac{1}{T_s}\int_0^{T_s} v_L(t)dt = 0$ ↳ $\frac{1}{T_s}\left[\int_0^{t_{ON}} V_d\, dt + \int_{t_{ON}}^{T_s} -V_o\, dt\right] = 0$ [TRASCURANDO V_γ]

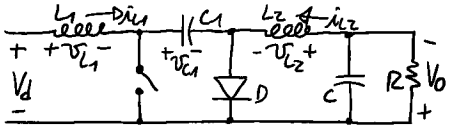
↳ $\frac{1}{T_s}[t_{ON} V_d - t_{OFF} V_o] = 0 \rightarrow \frac{1}{T_s}[DT_s V_d - (1-D)T_s V_o] = 0 \Rightarrow \boxed{\frac{V_o}{V_d} = \frac{D}{1-D}}$ ↳ $\frac{I_o}{I_d} = \frac{V_d}{V_o} = \frac{1-D}{D}$ (CASO IDEALE)

INOLTRE: $I_L = I_o + I_d = \frac{I_o}{1-D}$ (COMPONENTI CONTINUE)

OSS: IL BUCK-BOOST ASSORBE LA CORRENTE i_d DAL GENERATORE AD IMPULSI

ĆUK DC-DC CONVERTER

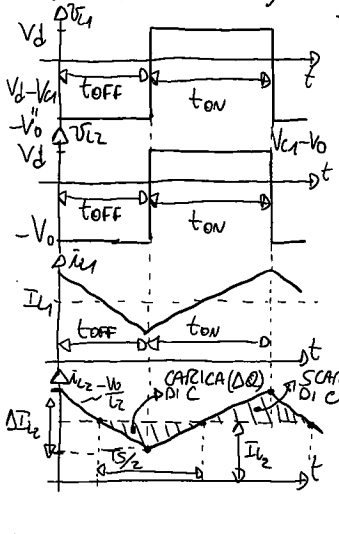
↳ FUNZIONALITÀ UGUALE AL BUCK-BOOST, MA CON IL VANTAGGIO DI AVERE UN RIPPLE AL 2° ORDINE RISPETTO ALLO SWITCHING ($\propto T_s^2$)



Hp DI ORDINE 0: $v_{C_1}(t) \simeq V_{C_1} = V_d + V_o$ ($> V_d$), $v_C(t) \simeq V_C$

↳ SE L'INTERRUTTORE È APERTO LA CORRENTE D'INGRESSO PASSA NELLA MAGLIA L_1, C_1, D E L_2 È IN PARALLELO ALL'USCITA (Hp: $V_\gamma \simeq 0$)
ALLORA DURANTE QUESTA FASE, C_1 È CARICATA ATTRAVERSO V_d e L_1 ED È LA L_2 CHE FORNISCE CORRENTE IN USCITA

↳ DURANTE t_{ON} (INTERRUTTORE CHIUSO), L_1 È IN PARALLELO A V_d, QUINDI SI CARICA. LA V_{L_1} PORTA UNA TENSIONE < 0 ALL'ANODO DEL DIODO, CHE SI INTERDICE E SCARICANDO C_1. MA SI STA RICARICANDO L_2



$\Rightarrow$ DURANTE t_{OFF} SI SCARICANO E SI CARICANO DURANTE t_{ON}

$\langle v_{L_1} \rangle = 0 \Leftrightarrow i_{L_1}(T_s) = i_{L_1}(0)$

↳ $V_d DT_s + (1-D)T_s(V_d - V_{C_1}) = 0 \Rightarrow V_{C_1} = \frac{V_d}{1-D}$

$\langle v_{L_2} \rangle = 0 \Leftrightarrow i_{L_2}(T_s) = i_{L_2}(0)$

↳ $DT_s(V_{C_1} - V_o) + (1-D)T_s(-V_o) = 0 \Rightarrow V_{C_1} = \frac{V_o}{D}$

$\Rightarrow \boxed{\frac{V_o}{V_d} = \frac{D}{1-D}}$

SENZA PERDITE: $\frac{I_o}{I_d} = \frac{V_d}{V_o} = \frac{1-D}{D}$

- VALUTAZIONE DEL **RIPPLE D'USCITA**: LA CORRENTE i_{L_2} PASSA SIA NELLA CAPACITÀ C CHE NELLA RESISTENZA IN ENTRAMBE LE FASI t_{ON} e t_{OFF}.

↳ $i_{L_2} = i_C + i_o$, MA CON L'IPOTESI DI V_o COSTANTE, $i_o = I_o = V_o/R$. QUINDI SI PUÒ DIRE CHE LA PARTE COSTANTE DELLA i_{L_2} VADA NEL CARICO, MENTRE LA PARTE VARIABILE NELLA CAPACITÀ. L'INTEGRALE DELLA i_{L_2} NEL TEMPO CI DÀ LA CARICA ΔQ CHE SI HA NELLA CAPACITÀ ↳ IN UNA FASE CRESCE E NELL'ALTRA DECRESCE DELLA STESSA QUANTITÀ $\Rightarrow \Delta Q = \frac{1}{2}\frac{\Delta I_{L_2}}{2}\frac{T_s}{2}$ (AREA DEL TRIANGOLO), MA $\Delta I_{L_2} = \frac{V_o}{L_2} t_{OFF}$

↳ $\Delta Q = \frac{1}{8}\frac{V_o}{L_2} T_s (1-D) T_s \Rightarrow \Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{V_o}{8 L_2 C}(1-D)T_s^2$ ↳ RIPPLE RELATIVO: $\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{1-D}{8 L_2 C} T_s^2$

master COPY

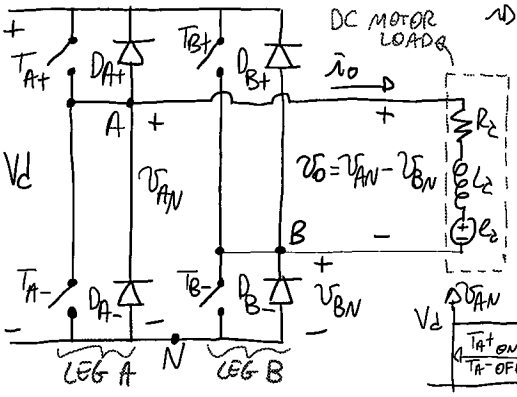
↳ PER IMPORRE IL RIPPLE SI HANNO DUE GRADI DI LIBERTÀ (UNA VOLTA IMPOSTATA LA FREQUENZA DI SWITCHING): L_2 e C

OSS: DAL PUNTO DI VISTA DEL COSTO, CONTA IL VALORE TOTALE DELLE CAPACITÀ E INDUTTANZE, NON TANTO IL NUMERO. SICCOME SPESSO SI DEVE GENERARE POTENZA, QUESTI SONO GRANDI PER CUI VENGONO MESSI SPESSO ESTERNAMENTE, E SONO ANCHE INGOMBRANTI

FULL BRIDGE DC-DC CONVERTER

↳ TIPICAMENTE IMPIEGATO { IN DRIVER DI MOTORI IN CONTINUA / ANCHE COME CONVERTITORE DC-AC

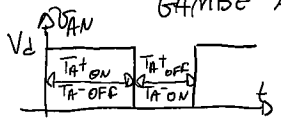
↳ PUÒ DARE IN USCITA SIA TENSIONE CHE CORRENTE (INDIPENDENTI UNA DALL'ALTRA) SIA POSITIVA CHE NEGATIVA [4 QUADRANTI]



↳ T_i^+ e T_i^- DEVONO LAVORARE IN CONTROFASE (UNO ACCESO E UNO SPENTO, AL MASSIMO ENTRAMBI SPENTI PER POCO TEMPO)

↳ I DIODI i SERVONO PER EVITARE SOVRATENSIONI O SOTTOTENSIONI AL NODO INTERMEDIO i TRA LORO (A CAUSA DEL CARICO INDUTTIVO)

⇒ IL CARICO È POSTO TRA I PUNTI INTERMEDI DELLE DUE GAMBE A e B



⇒ $\langle v_{AN} \rangle = V_{AN} = V_d D_{T_{A+}}$ ↳ DUTY-CYCLE DI T_{A+}

[SE $i_o > 0$, LA CORRENTE PASSA DA T_{A+}
SE $i_o < 0$, LA CORRENTE PASSA DA D_{A+}, NEL CASO IN CUI SIA T_{A+} CHE T_{A-} SONO APERTI]

↳ LA STESSA COSA SI HA PER LA GAMBA B

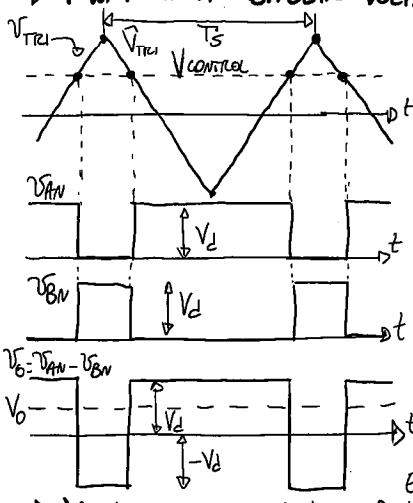
⇒ $\langle v_{BN} \rangle = V_{BN} = V_d \cdot D_{T_{B+}}$ [SE $i_o > 0$, PASSA DA D_{B+}
SE $i_o < 0$, PASSA DA T_{B+}]

⇒ ALLORA $\boxed{V_o = V_{AN} - V_{BN} = V_d (D_{T_{A+}} - D_{T_{B+}})}$, QUINDI $V_o \gtrless 0$, PERÒ $-V_d \leq V_o \leq V_d$

- DAL PUNTO DI VISTA DI FARE IL PROGETTO REALE, È IMPORTANTE GARANTIRE CHE LE FASI DEI DUE INTERRUTTORI NON ACCENDONO CONTEMPORANEAMENTE ENTRAMBE LE GAMBE, CIOÈ DEVONO ESSERE NON SOVRAPPOSTE
- PER IL PILOTAGGIO DEGLI INTERRUTTORI ESISTONO DUE MODALITÀ CLASSICHE BASATE SUL PULSE-WIDTH-MODULATION:

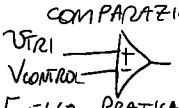
⇒ PWM WITH BIPOLAR VOLTAGE SWITCHING

↳ RAPPRESENTAZIONE ANALOGICA (FORME D'ONDA TEMPO CONTINUE)



↳ PRENDENDO UN'ONDA TRIANGOLARE v_{TRI} CON PERIODO UGUALE A QUELLO DI SWITCHING E CON MASSIMO $\hat{V}_{TRI}$.

↳ IL COMANDO DEL DUTY-CYCLE VIENE DETERMINATO DA UNA COMPARAZIONE TRA v_{TRI} E LA TENSIONE DI RIFERIMENTO $V_{CONTROL}$



VARIANDO $V_{CONTROL}$, L'USCITA AD ONDA RETTANGOLARE CAMBIA IL DUTY-CYCLE

[NELLA PRATICA NON VIENE UTILIZZATO QUESTO APPROCCIO ANALOGICO, MA UNO PIÙ DIGITALE, NEL SENSO CHE È GENERATO DA UN MICROCONTROLLORE]

Hp: $-\hat{V}_{TRI} \leq V_{CONTROL} \leq \hat{V}_{TRI}$, UN MODO PER DETERMINARE IL CONTROLLO:

↳ SE $V_{CONTROL} > v_{TRI} \Rightarrow T_A^+$ ON, T_B^+ OFF $\Rightarrow$ v_{AN} ALTA, v_{BN} BASSA

↳ SE $V_{CONTROL} < v_{TRI} \Rightarrow T_A^+$ OFF, T_B^+ ON $\Rightarrow$ v_{AN} BASSA, v_{BN} ALTA

QUINDI $D_A = \frac{1}{2} + \frac{1}{2}\frac{V_{CONTROL}}{\hat{V}_{TRI}}$ (SE $V_{CONTROL} < 0 \Rightarrow D_A < \frac{1}{2}$)

E $D_B = 1 - D_A$

$\Rightarrow V_o = V_{AN} - V_{BN} = D_A V_d - D_B V_d = (2D_A - 1)V_d = V_d \frac{V_{CONTROL}}{\hat{V}_{TRI}}$

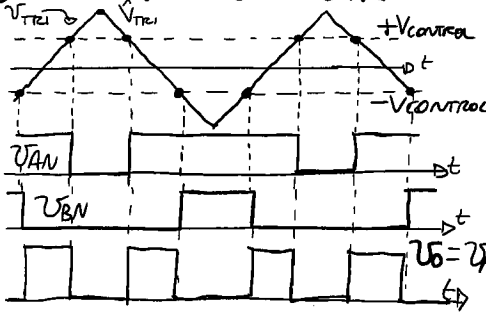
(BIPOLARE PERCHÈ VARIA TRA DUE VALORI DI SEGNO OPPOSTO)

↳ QUESTO È COMODO, NON SOLO PERCHÈ $-V_d \leq V_o \leq V_d$, MA PERCHÈ $V_o \propto V_{CONTROL}$. QUINDI MODIFICANDO LA $V_{CONTROL}$ SI HA UNA TENSIONE SUL CARICO LINEARMENTE DIPENDENTE, COSA COMODA IN ANALOGICA.

OSS: ADESSO PERÒ SI HA UNA V_o AD ONDA RETTANGOLARE, QUINDI OLTRE ALLA CONTINUA SI AVRANNO ANCHE LE ARMONICHE. DAL PUNTO DI VISTA PRATICO, IL FILTRAGGIO DELLA CONTINUA VIENE EFFETTUATO DAL MOTORE, OPPURE QUESTO CIRCUITO PUÒ ESSERE UTILIZZANDO COME INVERTER FILTRANDO LA PRIMA ARMONICA

⇒ PWM WITH UNIPOLAR VOLTAGE SWITCHING

↳ HA IL VANTAGGIO DI AVERE FREQUENZA DOPPIA, QUINDI È PIÙ SEMPLICE ELIMINARE IL RIPPLE



↳ T_A^+ ON QUANDO $+V_{CONTROL} > v_{TRI} \Rightarrow v_{AN}$ ALTA

↳ T_B^+ ON QUANDO $-V_{CONTROL} > v_{TRI} \Rightarrow v_{BN}$ ALTA

⇒ QUESTO CONSENTE DI AVERE $v_o = v_{AN} - v_{BN}$ SEMPRE ≥ 0 (UNIPOLARE) OTTENENDO UN'ONDA RETTANGOLARE A FREQUENZA $2f_s$.

SE $V_{CONTROL} > 0 \Rightarrow 0 < v_o < V_d$

SE $V_{CONTROL} < 0 \Rightarrow -V_d < v_o < 0$

$D_A = \frac{1}{2} + \frac{1}{2}\frac{V_{CONTROL}}{\hat{V}_{TRI}}$; $D_B = \frac{1}{2} - \frac{1}{2}\frac{V_{CONTROL}}{\hat{V}_{TRI}} = 1 - D_A$

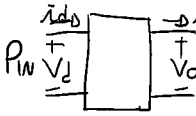
$\Rightarrow V_o = V_{AN} - V_{BN} = D_A V_d - D_B V_d = (2D_A - 1)V_d = V_d \frac{V_{CONTROL}}{\hat{V}_{TRI}}$

master copy

OSS: DAL PUNTO DI VISTA DELLA TENSIONE D'USCITA CONTINUA V_O, NON CAMBIA NIENTE RISPETTO AL PWM BIPOLARE → SEMPRE LO STESSO CONTROL. LA DIFFERENZA È CHE LA FORMA D'ONDA È DIVERSA PERCHÈ NELL'UNIPOLARE SI HA FREQUENZA DOPPIA. MA QUINDI ANCHE LA PRIMA ARMONICA (RIPPLE) È A FREQUENZA DOPPIA ALLORA PIÙ SEMPLICE DA ELIMINARE [VANTAGGIO]
MA SI HA LO [SVANTAGGIO] DI DOVER PILOTARE SEPARATAMENTE LE DUE GAMBE (2 COMPARATORI)

LEZIONE 3

UN CONVERTITORE DC-DC SENZA PERDITE PUÒ ESSERE STUDIATO TRAMITE UN ALTRO METODO CHE POI SARÀ UTILE QUANDO CONSIDEREREMO LE NON IDEALITÀ: **DC TRANSFORMER MODEL**

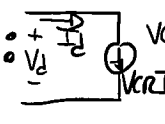


SENZA PERDITE: $P_{OUT} = P_{IN} \Rightarrow V_o I_o = V_d I_d$ CON V_o, V_d COSTANTI E I_o, I_d VALOR MEDIO DI i_o, i_d

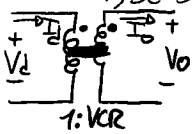
$$\begin{cases} V_o = VCR \cdot V_d \\ I_o = \dfrac{I_d}{VCR} \end{cases}$$ [CON **VCR = RAPPORTO DI CONVERSIONE**]

QUESTO TIPO DI RAGIONAMENTO FA PENSARE AD UN TRASFORMATORE (SI HA UN RAPPORTO DI TRASFORMAZIONE PER LE TENSIONI CHE È INVERSO A QUELLO DELLE CORRENTI, SE SENZA PERDITA)

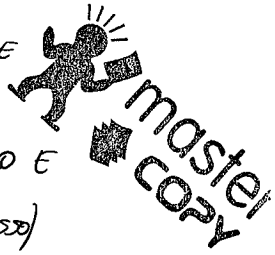
→ CIRCUITO EQUIVALENTE:



ANALOGO (SIMBOLO)



SIMBOLO DEL TRASFORMATORE IN CONTINUA (BLOCCO IDEALE SENZA PERDITE)

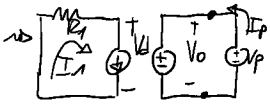


QUINDI SI PUÒ ANALIZZARE (ANCHE DI NUOVO) I CIRCUITI DEI CONVERTITORI DC-DC CON QUESTO MODELLO E CONSIDERANDO LE NON IDEALITÀ

- **INTRODUCENDO PERDITE:** (CARICO RESISTIVO E UN GENERATORE CON RESISTENZA SERIE IN INGRESSO)

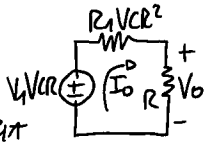


→ LA V_{TH} È SEMPLICE, PERCHÈ METTENDO A VUOTO I DUE NODI X, LA $I_o = \emptyset$ E ALLORA ANCHE $I_1 = \emptyset$. QUESTO VUOL DIRE CHE SU R_1 NON C'È CADUTA E POICHÈ LA TENSIONE D'USCITA È DATA DALLA TENSIONE D'INGRESSO PER IL RAPPORTO DI CONVERSIONE
$\Rightarrow V_{TH} = V_1 \cdot VCR$ EQUIVALENTE DI THEVENIN ALL'USCITA



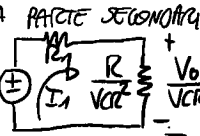
$R_{TH} = \dfrac{V_p}{I_p}$ $\quad I_1 = -I_p \cdot VCR$ $\quad V_d = -R_1 I_1 = R_1 VCR I_p$

$V_p = V_o = VCR\, V_d = R_1 I_p VCR^2 \Rightarrow R_{TH} = R_1 VCR^2$

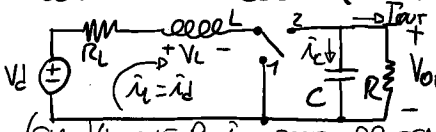


→ FARE THEVENIN ALL'USCITA SI DICE ANCHE: CIRCUITO SPOSTATO TUTTO SULLA PARTE SECONDARIA

⇒ ANALOGAMENTE: CIRCUITO SPOSTATO TUTTO SULLA PARTE PRIMARIA



- **CONVERTITORE BOOST (PERDITE SULL'INDUTTANZA)**



→ $\langle v_L \rangle = \emptyset = \int_0^{T_S} v_L(t)\,dt = \int_0^{DT_S} (V_d - R_L i_L)\,dt + \int_{DT_S}^{T_S} (V_d - V_{OUT} - R_L i_L)\,dt$

[DURANTE t_{ON} → DEVIATORE SU 1, DURANTE t_{OFF} → DEVIATORE SU 2]

(SIA V_d CHE $R_L i_L$ SONO PRESENTI IN ENTRAMBI GLI INTEGRALI, PERCIÒ DURANO QUANTO TUTTO T_S)

→ $\emptyset = V_d T_S - R_L \langle i_L \rangle T_S - (1-D) T_S V_{OUT}$ [OSS: SE $R_L = \emptyset$, SI TROVA IL RAPPORTO DI CONVERSIONE DI TENSIONE IDEALE]

PER TROVARE $\langle i_L \rangle$ SI SFRUTTA IL FATTO CHE $\langle i_C \rangle$ IN CONDIZIONI STAZIONARIE SIA NULLA.

→ $\langle i_C \rangle = \emptyset = \int_0^{DT_S} -\dfrac{V_{OUT}}{R}\,dt + \int_{DT_S}^{T_S} \left(i_L - \dfrac{V_{OUT}}{R}\right) dt$ [Hp: $v_C(t) \simeq V_C$]

MEDIA DI i_L DURANTE t_{OFF}, MA È UGUALE ALLA MEDIA DI i_L DURANTE IL PERIODO PERCHÈ È UN'ONDA TRIANGOLARE

(ANALOGAMENTE A PRIMA) → $\emptyset = -\dfrac{V_{OUT}}{R} T_S + (1-D) T_S \langle i_L \rangle$

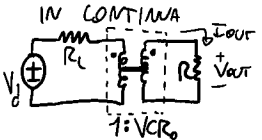
$\Rightarrow \langle i_L \rangle = I_d = \dfrac{V_{OUT}}{R(1-D)} = \dfrac{I_{OUT}}{1-D}$ **OSS:** IL RAPPORTO DI CONVERSIONE DELLE CORRENTI NON CAMBIA RISPETTO AL CASO IDEALE, MA QUELLO DI TENSIONE SÌ

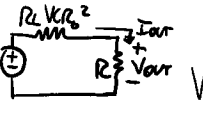
$\Rightarrow \emptyset = V_d T_S - R_L T_S \dfrac{V_{OUT}}{R(1-D)} - (1-D) T_S V_{OUT}$ → $\left[\dfrac{V_{OUT}}{V_d} = \dfrac{1}{1-D} \cdot \dfrac{R}{R + \frac{R_L}{(1-D)^2}}\right]$ $\left[\dfrac{I_{OUT}}{I_d} = 1-D\right]$

IN PRESENZA DI PERDITE V_{OUT}/V_d È MINORE DI QUELLO IDEALE. $\Rightarrow P_{OUT} = V_{OUT} I_{OUT} < V_d I_d = P_{IN}$ PERCHÈ SI HA UNA PERDITA IN CALORE SU R_L

OSS: COME SI ERA ACCENNATO, CON IL BOOST NON SI RIESCE AD AVERE RAPPORTI DI CONVERSIONE TROPPO ALTI, ANCHÈ FACENDO TENDERE D A 1. INFATTI CON LA PRESENZA DI R_L (ANCHE SE BASSO), QUANDO D→1 IL RAPPORTO COMPLESSIVO TENDE AD UN NUMERO FINITO ($\infty \cdot \emptyset$) [INOLTRE AUMENTA LA DISSIPAZIONE TERMICA]

- LO STESSO TIPO DI ANALISI PUÒ ESSERE SEMPLIFICATO UTILIZZANDO IL CONCETTO DI TRASFORMATORE





CON $VCR_0 = \dfrac{1}{1-D}$ RAPPORTO DI CONVERSIONE IDEALE

$V_{OUT} = V_d VCR_0 \dfrac{R}{R + R_L VCR_0^2} \Rightarrow \dfrac{V_{OUT}}{V_d} = \dfrac{1}{1-D} \cdot \dfrac{R}{R + \frac{R_L}{(1-D)^2}}$ [METODO MOLTO PIÙ VELOCE]

→ PER IL RAPPORTO DI CONVERSIONE DELLE CORRENTI NON VIENE ALTERATA $\Rightarrow I_d = \dfrac{I_{OUT}}{1-D}$ (DALLA CONFIGURAZIONE SUL PRIMARIO)

$\Rightarrow$ EFFICIENZA DI CONVERSIONE: $\eta = \dfrac{P_{OUT}}{P_{IN}} = \dfrac{V_{OUT} I_{OUT}}{V_d I_d} = \dfrac{R}{R + \frac{R_L}{(1-D)^2}} < 1$ È TANTO PIÙ PICCOLA, TANTO PIÙ GRANDE È R_L E QUANTO PIÙ ALTO IL DUTY-CYCLE