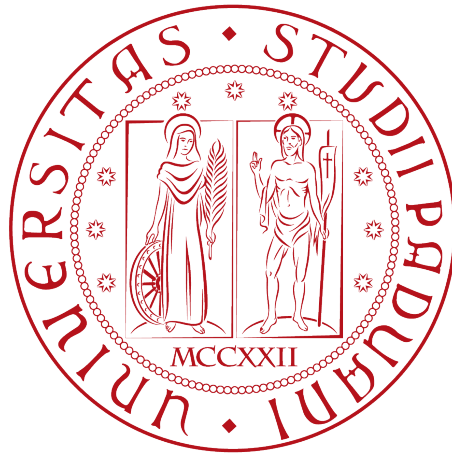




Università degli Studi di Padova
Tesi di Laurea Magistrale in Ingegneria Elettronica

**Analisi e progetto di un filtro attivo
per generatori di tensione AC di potenza**

Relatore:
Leopoldo Rossetto

Correlatore:
Ing. Sante Pirondini
Ing. Matteo Pasetti

Laureando:
Antonio Rizzo

Anno accademico 2014/2015

Dedico questo lavoro alla mia famiglia che
mi ha aiutato a diventare quello che sono.

Sommario

Obbiettivo della tesi è di realizzare un filtro attivo da porre all'uscita di generatori di tensione AC di potenza basati su una particolare topologia. La funzione del filtro attivo è di attenuare il rumore di commutazione dovuto al funzionamento *switching* dell'apparato.

Nel seguente lavoro inizialmente sono presentati la topologia e il funzionamento di questa categoria di generatori AC di potenza, motivando la presenza del rumore sull'uscita dei generatori. Successivamente è stato creato un modello matematico dettagliato dell'apparato e facendo uso dei dati forniti dall'azienda *Elettrotest* si sono assegnati dei valori ai parametri del modello, consentendo di effettuare delle simulazioni.

Quindi si è studiato il filtro attivo definendone il principio di funzionamento, il sistema teorico che lo realizza e le conseguenze della sua presenza quando connesso al generatore AC.

In seguito sono state ricavate le specifiche cui deve sottostare una realizzazione reale del filtro ed infine si sono tratte le conclusioni di tutto lo studio svolto.

Indice

Introduzione	1
1 Analisi del funzionamento del generatore AC	3
1.1 Topologia del generatore AC	3
1.2 Spiegazione della tecnica <i>PWM</i> (<i>Pulse Width Modulation</i>) adottata	5
1.3 Modello circuitale del generatore	11
1.3.1 Modello con componenti ideali ed impedenze simmetriche	11
1.3.2 Modello con impedenze non simmetriche comprensive di elementi parassiti	14
1.4 Motivazione della presenza del rumore sull'uscita dell'apparato in presenza di asimmetrie	19
2 Creazione del modello matematico del generatore AC	21
2.1 Modellizzazione matematica del circuito tramite schema a blocchi	21
2.1.1 Schema a blocchi rappresentante la topologia del generatore	22
2.1.2 Schema a blocchi rappresentante il sistema di <i>feedback</i> dell'apparato	28
2.1.3 Analisi dell'influsso del carico sul guadagno d'anello del modello creato	29
2.2 Dati forniti dal produttore del generatore AC	31
2.3 Grafici delle funzioni di trasferimento del modello della topologia generati con i valori di progetto del generatore AC	33
2.4 Esempi simulati del rumore dovuto ad asimmetrie dei componenti della topologia senza sistemi di <i>feedback</i>	34
2.5 Valutazione dell'effetto di carico sul guadagno d'anello fornito dal produttore nell'ipotesi di solo <i>feedback</i> di tensione	36
2.6 Conclusioni traibili dopo l'analisi del generatore AC con il modello matematico e lo schema a blocchi	42
3 Progettazione del filtro attivo su un ramo isolato del generatore AC	43
3.1 Descrizione qualitativa dell'idea alla base del filtraggio	43
3.2 Ipotesi necessarie per isolare i rami del generatore AC	46
3.3 Modello circuitale e schema a blocchi di un singolo ramo del generatore AC	46
3.3.1 Modello circuitale	46
3.3.2 Schema a blocchi	50
3.4 Progettazione della funzione di guadagno che controlla i generatori del filtro attivo e analisi della stabilità di un ramo isolato	53
3.4.1 Prestazioni del filtro attivo applicato ad un ramo isolato del generatore AC	54
3.5 Correzione dei segnali di <i>feedback</i> del sistema per isolare il funzionamento del filtro attivo da quello del generatore AC	56
3.5.1 Prestazioni del sistema di filtraggio con iniezione sul <i>feedback</i> di tensione del generatore AC	60
3.6 Simulazioni nel tempo di un ramo isolato con filtro attivo cui vengono applicate le diverse funzioni di controllo	62

3.7	Conclusioni sulla progettazione fatta su singolo ramo del filtro attivo	64
4	Studio qualitativo del filtro attivo con entrambi i rami del generatore interagenti tra loro	65
4.1	Schema a blocchi con interazione di entrambi i rami del generatore AC con il filtro attivo e valutazione dei <i>loops</i> che si creano a causa dell'interazione	65
4.2	Possibile correzione per garantire la stabilità dell'anello globale	66
4.3	Conclusioni traibili dall'analisi qualitativa dell'interazione tra rami del generatore AC	69
5	Specifiche di potenza del filtro attivo	71
5.1	Ipotesi sugli estremi di funzionamento del generatore AC	71
5.2	Presentazione dello schema elettrico qualitativo per la realizzazione dei generatori di corrente	72
5.3	Analisi della potenza media assorbita dal filtro attivo e specifiche dei componenti di potenza	73
5.3.1	Calcolo della corrente massima erogata dai generatori	73
5.3.2	Calcolo della potenza media che il filtro attivo e i dispositivi di potenza devono dissipare	75
5.3.3	Specifiche dei componenti di potenza dei generatori di corrente del filtro attivo	78
5.3.4	Specifiche di banda dei generatori di corrente del filtro attivo	79
5.4	Modello termico per la dissipazione della potenza nei generatori di corrente del filtro attivo	80
5.5	Conclusioni sull'analisi delle specifiche di potenza del filtro attivo	82
	Conclusioni	83

Elenco delle figure

1.1	Schema elettrico esemplificativo della rete di rettificazione che genera i BUS . .	3
1.2	Schema elettrico apparato multilivello: 2 Serie e 3 Parallelo	4
1.3	Segnali delle portanti e modulante a) che confrontati tra loro generano i segnali logici di controllo b).	6
1.4	Rappresentazione dell'associazione tra segnali di comando e interruttori; in verde sono tracciati i segnali di controllo H_i , mentre in blu i segnali L_i complementari ai precedenti.	7
1.5	Segnali di modulazione, tensioni prodotte nel tempo e loro <i>FFT</i>	10
1.6	Schemi elettrici semplificati che descrivono i passaggi effettuati per raggiungere il circuito equivalente che descrive il generatore ideale senza parassiti nè asimmetrie	12
1.7	Semicircuito equivalente semplificato ricavato dall'Eq. (1.5).	13
1.8	Schema elettrico del generatore AC con le resistenze parassite.	14
1.9	Schemi elettrici usati per ricavare il modello che considera le asimmetrie. . . .	17
1.10	<i>Ripple</i> sull'uscita del generatore AC quando usato per generare basse tensioni. .	19
2.1	Schema a blocchi del generatore AC indicativo, con i blocchi non ancora definiti.	22
2.2	Rete elettrica dove sono state evidenziate le porte delle quali interessa calcolare le funzioni di trasferimento.	22
2.3	Schema elettrico di riferimento per il calcolo della matrice $K_{Top}(s)$	24
2.4	Schema a blocchi rappresentante la topologia del generatore AC le cui relazioni ingresso uscita sono descritte dalla matrice $K_{Top}(s)$	26
2.5	Schema a blocchi ottenuto dalla topologia del generatore AC; le funzioni di trasferimento includono asimmetrie e parametri parassiti.	27
2.6	Schema a blocchi completo del generatore AC sotto le ipotesi di funzionamento fatte.	28
2.7	Modulo e fase del guadagno d'anello a), del sistema in catena chiusa b) e della FdT tra rumore di commutazione ed uscita c) dell'apparato progettato da <i>Elettrotest</i> in <i>MatLab</i>	32
2.8	Modulo e fase delle funzioni di trasferimento della matrice $K_{Top}(s)$ per le uscite V_{Out} , I_{NH} , I_{CH} e V_{OutH} ; per la simmetria delle impedenze le altre uscite sono duali.	33
2.9	Grafici nel tempo delle simulazioni effettuate con il <i>software PLECS</i> e coefficienti delle serie di <i>Fourier</i> della tensione V_{Out} e V_{CM} ; la legenda è la stessa della Tab. 2.1.	35
2.10	Modulo e fase del guadagno d'anello ricostruito (a) e fornito dal produttore (b), utili per confrontare la somiglianza.	38
2.11	Modulo e fase di $T_{I=0}(s)$ in rosso (o +), $T_{I\neq 0}$ in nero (o —) e $T(s)$ in blu (o —), per vari carichi passivi.	40
2.12	Schema a blocchi del generatore AC con correzione del segnale di <i>feedback</i>	41
3.1	Filtro di potenza del generatore AC con collegato il filtro attivo realizzato tramite un solo generatore di corrente differenziale.	45

3.2	Schema elettrico qualitativo che mostra la realizzazione del filtro attivo tramite generatori di corrente indipendenti tra loro.	45
3.3	Schemi elettrici del circuito rappresentante un ramo isolato del sistema con il generatore di corrente I_{OutH} che funge da filtro attivo.	48
3.4	Modulo e fase dell'impedenza Z_{CtrlHeq} normalizzata.	49
3.5	Circuiti usati per mostrare l'effetto del controllo dell'apparato, per calcolare Z_{CtrlHeq} e mostrarne l'effetto sul circuito.	50
3.6	Schemi a blocchi rappresentanti il ramo superiore isolato a cui è stato collegato il filtro attivo rappresentato da I_{OutH}	51
3.7	Modulo e fase della funzione di trasferimento $K_{\text{ICHIXH}}(s)$	52
3.8	Modulo e fase asintotici che descrivono $A_{\text{HP}}(s)$ in base all'andamento di K_{ICHIXH}	54
3.9	Modulo e fase delle funzioni $A_{\text{HP}}(s)$ in nero (+), K_{ICHIXH} in rosso (*) e del risultante $T_{\text{IOutH}}(s)$ in blu (−) ricavate con <i>MatLab</i>	55
3.10	Modulo e fase della funzione di trasferimento tra il generatore di rumore I_{NoiseHeq} e la corrente I_{CH} in presenza (in nero o +) o meno (in blu o −) del filtro attivo.	55
3.11	Schema elettrico di un ramo isolato con generatore del filtro attivo e iniezione sul <i>feedback</i> di tensione del generatore AC.	57
3.12	Schemi a blocchi rappresentanti il ramo superiore isolato a cui è stato collegato il filtro attivo ed è stato corretto il <i>feedback</i> del generatore AC.	58
3.13	Modulo e fase delle funzioni di trasferimento descriventi lo schema a blocchi con correzione del <i>feedback</i>	59
3.14	Modulo e fase delle funzioni $A_{\text{HP}}(s)$ in nero (+), $K_{\text{ICHIXH}}(s)$ in rosso (*) e del risultante $T_{\text{IOutH}}(s)$ in blu (−) ricavate con <i>MatLab</i>	60
3.15	Modulo e fase delle funzioni di trasferimento utili a valutare le prestazioni in assenza del filtro (in nero o +) con il filtro modellizzato senza correzione del <i>feedback</i> (in blu o −) e con il filtro più l'iniezione sulla tensione di retroazione (in rosso o *).	61
3.16	Schema elettrico di un ramo isolato con generatore di rumore in tensione, filtro attivo ed iniezione sul <i>feedback</i> di tensione del generatore AC.	62
3.17	Schema a blocchi usato per simulare nel tempo il comportamento del ramo isolato con e senza filtro attivo.	63
3.18	Forme d'onda della tensione V_{OutH} nei diversi casi a), b) e c).	63
4.1	Schemi a blocchi rappresentanti entrambi i rami interagenti tra loro in presenza del filtro attivo.	67
4.2	Schema a blocchi con la correzione proposta per isolare i rami e assicurare stabilità al loop globale.	68
5.1	Schemi circuitali che rappresentano qualitativamente il modo in cui sono realizzati i generatori di corrente del filtro attivo.	72
5.2	Schema elettrico del generatore di corrente del ramo superiore usato per il calcolo della potenza che il filtro attivo deve dissipare.	74
5.3	Forme d'onda che descrivono le correnti I_{OutHp} e I_{OutHl} normalizzate.	76
5.4	Funzioni normalizzate che descrivono la potenza media dissipata dai dispositivi <i>Q-Pos</i> in blu (o □) e <i>Q-Neg</i> in rosso (o *).	79
5.5	Modello termico della dissipazione di potenza media di un singolo <i>transistor</i> dei dispositivi <i>Q-Pos</i> , <i>Q-Neg</i>	80

Elenco delle tabelle

2.1	Tabella rappresentante la legenda per interpretare i grafici ottenuti dalle simulazioni.	34
3.1	Tabella con i valori delle pulsazioni che determinano $A_{HP}(s)$.	54
3.2	Tabella con i valori delle pulsazioni che determinano $A_{HP}(s)$ progettata in seguito all'iniezione sul <i>feedback</i> di tensione.	60

Introduzione

L'argomento sul quale si incentra la tesi è lo sviluppo di un sistema di filtraggio per generatori di tensione AC di potenza con funzionamento a commutazione. La topologia usata in questi generatori è ibrida con più interruttori in parallelo e due rami simmetrici in serie; controllando gli *switch* con una modulazione che ne sfasi accensione e spegnimento, si sfrutta la topologia e viene ridotto il rumore dovuto alla commutazione di un singolo interruttore.

La tensione di uscita del generatore AC tuttavia presenta dei disturbi dovuti alle non idealità dei componenti reali che compongono lo stadio finale di potenza; obiettivo della tesi è realizzare un filtro attivo che attenui il *ripple* di tensione. In base a studi precedenti, la struttura scelta per la realizzazione del filtro attivo è quella di un dispositivo posto in parallelo all'uscita dell'apparato, che inietta sul filtro passivo del generatore AC una corrente di correzione.

La presenza del filtro attivo viene però vista dal sistema come un carico anomalo, non previsto durante la progettazione del generatore AC, che altera i segnali usati in retroazione dal controllo; si viene quindi a costituire un'interazione tra il filtro attivo e l'apparato che richiede l'analisi della stabilità del sistema per poter dimensionare correttamente il filtro.

La tesi è stata svolta in collaborazione con *Elettrotest*, azienda del *Polesine*, che ha fornito i dati di uno dei loro generatori di tensione AC di potenza così da poter assegnare delle specifiche al filtro attivo.

Dopo aver modellizzato la struttura del generatore AC ed averne descritto nel dettaglio il funzionamento, con i dati forniti e ponendo delle specifiche ipotesi si è progettato il filtro attivo, verificandone le prestazioni raggiungibili e analizzandone l'influsso sulla stabilità dell'apparato; dove necessario si sono proposte o adottate tecniche di stabilizzazione per evitare comportamenti instabili. Ipotizzando che il filtro attivo venga implementato seguendo un particolare *design* viene infine calcolata la potenza che il filtro deve processare, portando un esempio di dimensionamento termico dei componenti. Si termina la tesi riportando le conclusioni ottenute dallo studio svolto.

Capitolo 1

Analisi del funzionamento del generatore AC

Per comprendere il funzionamento del generatore AC, nel seguente capitolo sono analizzati la topologia ed un esempio della tecnica di modulazione adoperata; vengono quindi creati dei modelli circuitali per descrivere l'apparato e viene motivata la presenza del rumore sull'uscita facendo uso di tali modelli.

1.1 Topologia del generatore AC

Il generatore AC è implementato usando una topologia multilivello ibrida, parallelo e serie. In Fig. 1.1 è stato riportato uno schema semplificato di un rettificatore da sorgente di tensione trifase rappresentata da V_{net} ; sono generate così le tensioni $VBUS_{\text{Pos}} = -VBUS_{\text{Neg}}$, riferite al neutro di V_{net} , che costituiscono l'alimentazione degli *H-Bridge* utilizzati come interruttori nel generatore.

In Fig. 1.2 è rappresentata la topologia del generatore, costruito utilizzando 3 *H-Bridge*

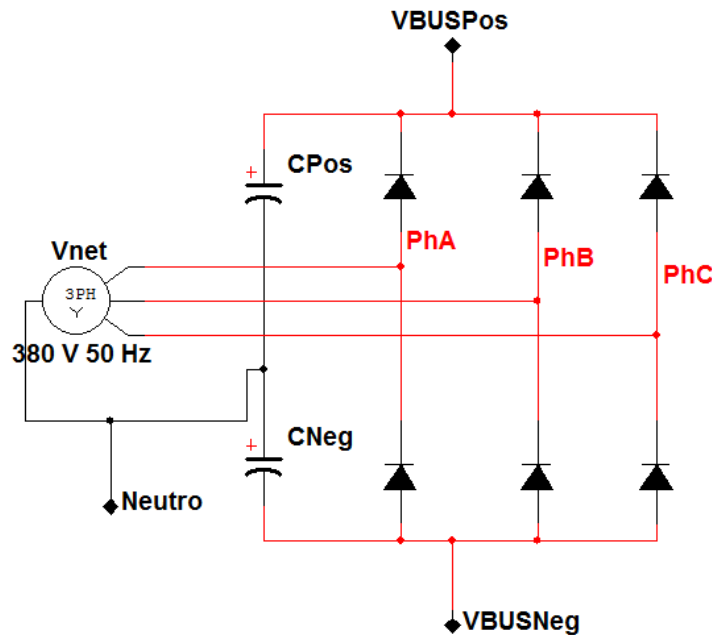


Figura 1.1: Schema elettrico esemplificativo della rete di rettificazione che genera i BUS

in parallelo e 2 rami in serie. La struttura di un singolo ramo assomiglia alla topologia di

un *inverter* trifase, tuttavia mentre nell'*inverter* lo scopo è generare una tensione sinusoidale agli estremi dei carichi collegati agli interruttori, nel generatore AC l'obiettivo è controllare la forma d'onda che si crea nel nodo centrale della stella di induttanze collegate agli *switch*; tali induttanze chiamate nello schema L_{Hi} ed L_{Li} con $i = 1, 2, 3$ sono uguali tra loro, ciò rappresenta l'ipotesi che rende i 3 *H-Bridge* in parallelo simmetrici. La simmetria impone che:

$$\begin{cases} L_{H1} = L_{H2} = L_{H3} = L \\ L_{L1} = L_{L2} = L_{L3} = L \end{cases}$$

In serie ai nodi centrali delle stelle di induttanze vi sono due induttanze con accoppiamento magnetico, le equazioni che regolano tensioni e correnti di tali induttanze nel dominio di *Laplace* sono:

$$\begin{cases} V_{sH} = sL_{SH}I_{NH} + sL_M I_{NL} \\ V_{sL} = sL_M I_{NH} + sL_{SL}I_{NL} \end{cases}$$

dove L_{SH} , L_{SL} sono le induttanze di autoinduzione, mentre L_M è l'induttanza di mutua induzione¹ che consente l'interazione tra i due rami del generatore AC; per avere simmetria $L_{SH} = L_{SL} = L_S$. Infine si trovano le capacità C_{OutH} , C_{OutL} (idealmente $C_{OutH} = C_{OutL} = C_{Out}$) collegate tra loro ed al neutro del generatore V_{net} , ed il carico connesso agli estremi dei rami simmetrici del generatore AC e che risente pertanto della tensione differenziale generata da entrambi i rami.

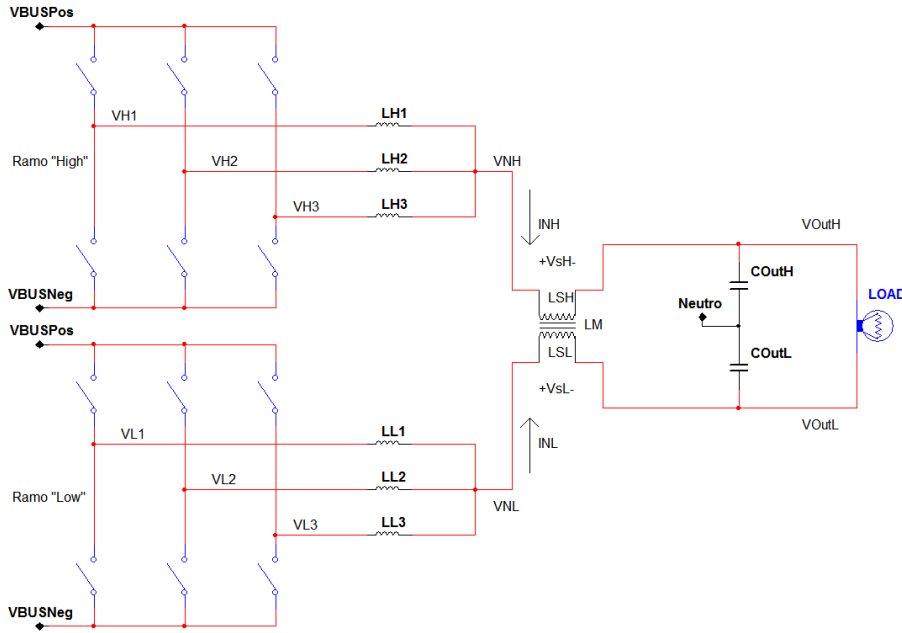


Figura 1.2: Schema elettrico apparato multilivello: 2 Serie e 3 Parallelo

Partendo dal circuito di Fig. 1.2 nell'ipotesi di simmetria si ricava l'Eq. (1.1) che relaziona le tensioni differenziale V_{Out} e di modo comune V_{CM} presenti sull'uscita a vuoto con le tensioni V_{Hi} e V_{Li} con $i = 1, 2, 3$ dipendenti dallo stato degli interruttori.

$$\begin{aligned} V_{Out} (a vuoto) &= V_{OutH} - V_{OutL} = \frac{1}{1 + s^2 C_{Out} (\frac{L}{3} + L_S - L_M)} \sum_{i=1}^3 \frac{V_{Hi} - V_{Li}}{3} \\ V_{CM} (a vuoto) &= V_{OutH} + V_{OutL} = \frac{1}{1 + s^2 C_{Out} (\frac{L}{3} + L_S + L_M)} \sum_{i=1}^3 \frac{V_{Hi} + V_{Li}}{3} \end{aligned} \quad (1.1)$$

¹ L_M può essere resa positiva/negativa accoppiando in modo concorde/discorde i flussi delle bobine che realizzano le induttanze.

Si nota che le tensioni di uscita sono proporzionali alle tensioni imposte con gli *switch* degli *H-Bridge* la cui combinazione lineare è filtrata da un passabasso del secondo ordine avente banda passante dipendente dai valori di induttanza e capacità scelti; la mutua induzione consente di modificare la banda del filtro tramite la scelta del coefficiente di accoppiamento magnetico che risulta contribuire in modo opposto al modo comune e differenziale. Se si preferisce ottenere un maggiore effetto filtrante per il modo comune rispetto al differenziale L_M va scelta positiva, in caso contrario negativa.

1.2 Spiegazione della tecnica *PWM* (*Pulse Width Modulation*) adottata

Controllando gli interruttori in modo tale che gli istanti di accensione e spegnimento degli *H-Bridge* in parallelo siano sfasati, si sfrutta la topologia compensando parzialmente il rumore di *switching* generato da un singolo *H-Bridge*.

Per capire come funzionino la modulazione, si spiega inizialmente come generare segnali di comando sfasati, in seguito tali segnali sono associati ai corrispettivi interruttori e quindi si ricavano le tensioni V_{Hi} e V_{Li} dalle quali si calcola V_{Out} ; tutto ciò è effettuato nell'ipotesi di una modulante costante per semplificare i conti. Viene successivamente mostrato l'effetto della modulazione con un segnale sinusoidale tramite l'uso del *software* di calcolo *MatLab*.

Generazione di segnali di controllo sfasati

Si consideri una *PWM* che genera i segnali di controllo tramite l'uso di più portanti aventi forme d'onda *sawtooth falling edge* riportate in Fig. 1.3(a); i segnali S_i con $i = 1, 2, 3$ sono periodici di T_s , sfasati tra loro di 120° e con ampiezza picco-picco V_{Ppp} .

Si ipotizzi il caso in cui la modulante sia una costante pari a $S_{mod} = V_M$ ($\frac{V_M}{V_{Ppp}} = 0.262$ in figura); tramite un comparatore che confronta modulante e portanti si ottengono i segnali logici H_i con $i = 1, 2, 3$ riportati in Fig. 1.3(b), designati al controllo dei ponti H in parallelo. Si nota in figura che i fronti di salita, che corrispondono all'accensione o spegnimento² degli *switch* di *H-Bridge* diversi tra loro ma appartenenti ad uno stesso ramo del generatore, sono ritardati l'uno dall'altro di un terzo del periodo della portante.

Si sono così ottenuti segnali di comando sfasati semplicemente sfasando le portanti da cui essi vengono generati.

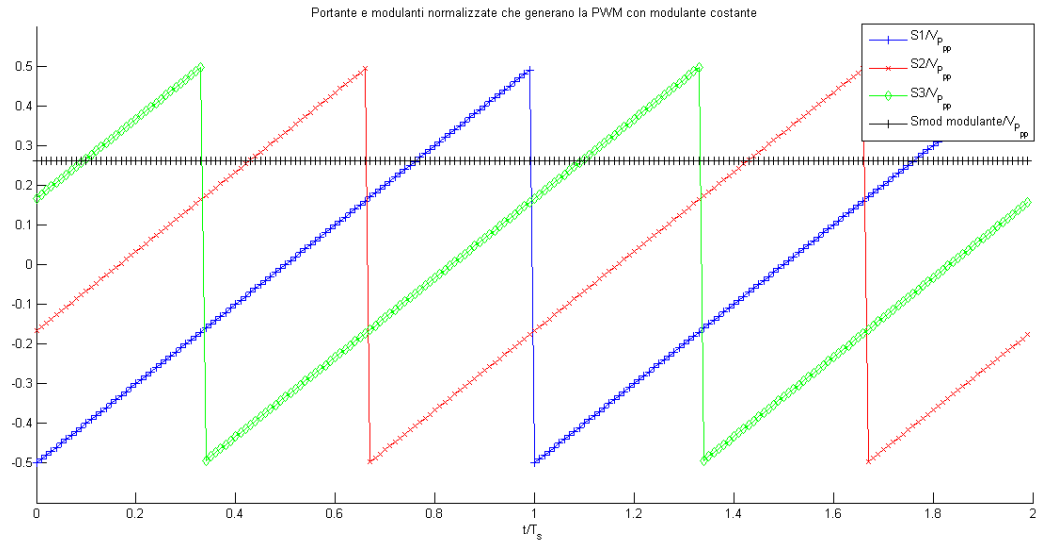
Creazione dei segnali di controllo per gli interruttori

Si procede nella spiegazione della tecnica di modulazione con la creazione dei segnali di controllo per entrambi i rami. Nell'Eq. (1.1) ricavata dalla topologia del generatore AC si osserva che le tensioni V_{Hi} e V_{Li} si combinano linearmente, tali tensioni sono generate rispettivamente dal ramo superiore (*High*) e inferiore (*Low*); scomponendo la loro combinazione come

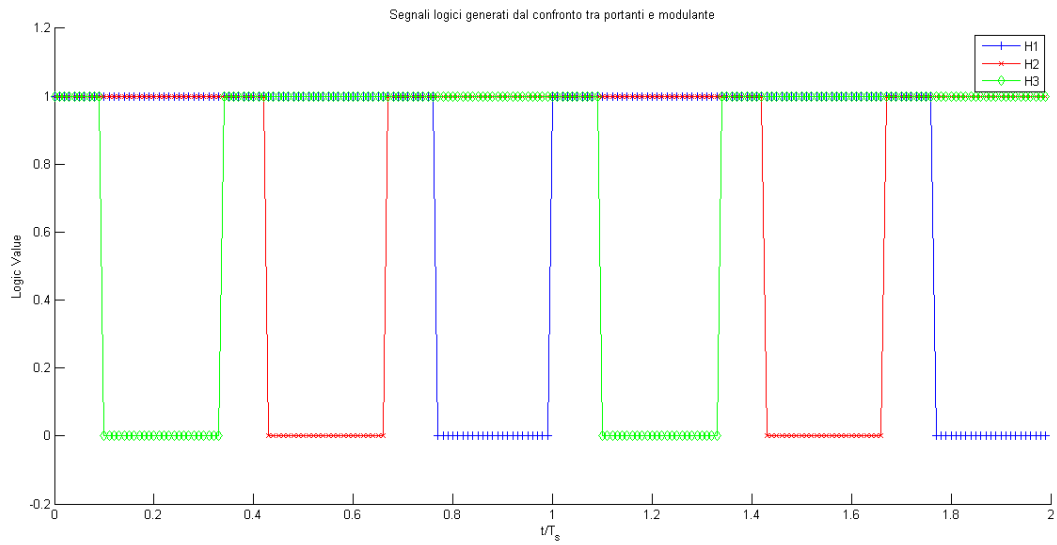
$$\sum_{i=1}^3 \frac{V_{Hi} - V_{Li}}{3} = \frac{1}{3} \left(\sum_{i=1}^3 V_{Hi} - \sum_{i=1}^3 V_{Li} \right)$$

si genera la tensione V_{out} desiderata usando una modulazione complementare per il ramo superiore ed inferiore, riducendo così il numero di modulanti e portanti richieste per generare la *PWM*. Con comparatori e invertitori si ottengono i segnali logici H_i e $L_i = \bar{H}_i$ con $i = 1, 2, 3$ che

²I segnali di comando che controllano gli interruttori di un singolo ponte H sono complementari al fine di evitare di cortocircuitare le tensioni di alimentazione, perciò un fronte di salita corrisponde sempre all'accensione di uno *switch* e allo spegnimento del complementare appartenente allo stesso H-Bridge.



(a) Modulante costante e portanti sfasate di 120° normalizzate.



(b) Segnali logici generati dai comparatori con una modulante costante.

Figura 1.3: Segnali delle portanti e modulante a) che confrontati tra loro generano i segnali logici di controllo b).

controllano i ponti H.

Supponendo che tutti gli interruttori funzionino come descritto nell'Eq. (1.2) e che *switch* di uno stesso *H-Bridge* siano comandati in modo complementare, risulta che i comandi generati dalla *PWM* per ottenere un controllo complementare siano associati agli interruttori come descritto in Fig. 1.4.

$Ctrl(S)$ = Segnale di controllo dell'interruttore

$$S (switch) = \begin{cases} Chiuso & \text{se } Ctrl(S) = 1 \\ Aperto & \text{se } Ctrl(S) = 0 \end{cases} \quad (1.2)$$

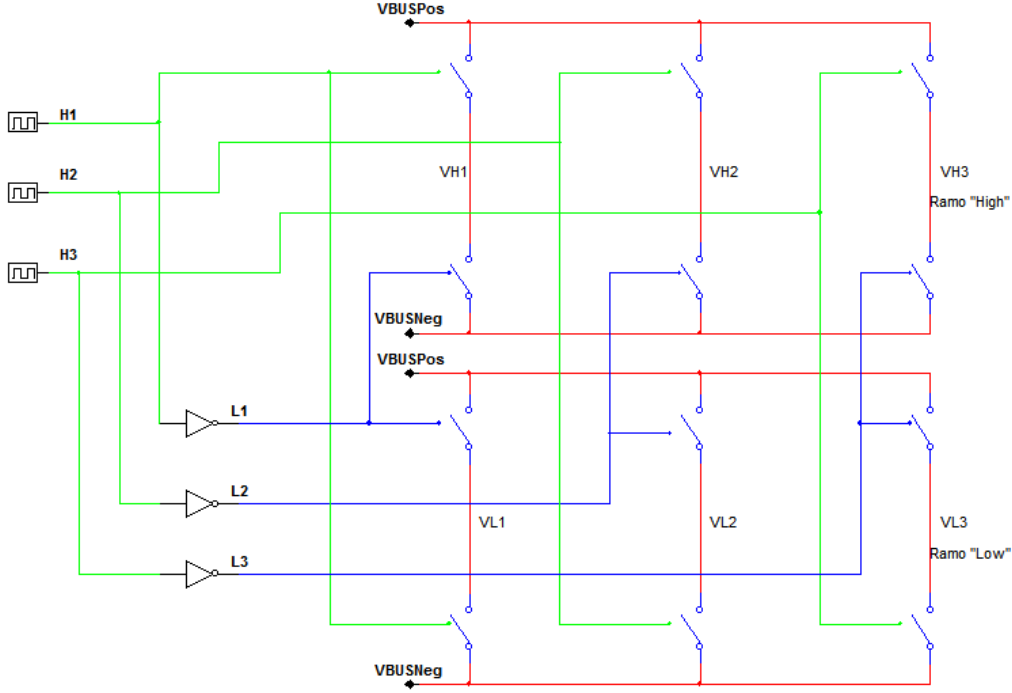


Figura 1.4: Rappresentazione dell'associazione tra segnali di comando e interruttori; in verde sono tracciati i segnali di controllo H_i , mentre in blu i segnali L_i complementari ai precedenti.

Gli interruttori, così configurati, al variare dei segnali di controllo generano le tensioni V_{Hi} e V_{Li} come descritto nell'Eq. (1.3) per ogni $i = 1, 2, 3$.

$$\begin{aligned} V_{Hi} &= \begin{cases} VBUS_{Pos} & \text{se } H_i = \bar{L}_i = 1 \\ VBUS_{Neg} & \text{se } H_i = \bar{L}_i = 0 \end{cases} \\ V_{Li} &= \begin{cases} VBUS_{Pos} & \text{se } L_i = \bar{H}_i = 1 \\ VBUS_{Neg} & \text{se } L_i = \bar{H}_i = 0 \end{cases} \end{aligned} \quad (1.3)$$

Per come sono generate $VBUS_{Pos}$ e $VBUS_{Neg}$, si definisce:

$$VBUS = VBUS_{Pos} = -VBUS_{Neg}$$

inoltre per via della modulazione complementare usata, i due rami del sistema producono tensioni simmetriche; è sufficiente quindi studiare l'effetto della modulazione su uno dei due rami dell'apparato (nei calcoli riportati il superiore) poichè sull'altro ramo si ottengono risultati duali in quanto $V_{Li}(t) = -V_{Hi}(t)$ per $i = 1, 2, 3$.

Calcolo della tensione di uscita con modulante costante

Si procede calcolando $SumV_H = \frac{1}{3} \sum_{i=1}^3 V_{Hi}$ e $SumV_L = \frac{1}{3} \sum_{i=1}^3 V_{Li}$.

Per ipotesi le tensioni V_{Hi} sono generate tramite una modulante costante pari a $S_{mod} = V_M$ e gli interruttori sono ideali, ciò significa che le tensioni V_{Hi} sono onde quadre che commutano tra i livelli $+VBUS$, $-VBUS$, con $duty-cycle = D = \frac{V_M}{V_{Ppp}} + \frac{1}{2} = cost$ e sono sfasate tra loro di 120° ; la scomposizione in serie di *Fourier* delle tensioni V_{Hi} è:

$$\begin{cases} V_{H1} = \frac{4}{\pi} VBUS \left(\pi(D - \frac{1}{2}) + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin(2\pi k D) \cos(2\pi k f_s t)}{k} + \frac{[1 - \cos(2\pi k D)] \sin(2\pi k f_s t)}{2k} \right) \\ V_{H2} = \frac{4}{\pi} VBUS \left(\pi(D - \frac{1}{2}) + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin(2\pi k D) \cos(2\pi k f_s t - \frac{2\pi}{3} k)}{k} + \frac{[1 - \cos(2\pi k D)] \sin(2\pi k f_s t - \frac{2\pi}{3} k)}{2k} \right) \\ V_{H3} = \frac{4}{\pi} VBUS \left(\pi(D - \frac{1}{2}) + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin(2\pi k D) \cos(2\pi k f_s t - \frac{4\pi}{3} k)}{k} + \frac{[1 - \cos(2\pi k D)] \sin(2\pi k f_s t - \frac{4\pi}{3} k)}{2k} \right) \end{cases} \quad (1.4)$$

chiamando

$$\begin{cases} a_{H0} = \pi(D - \frac{1}{2}) \\ a_{Hk} = \frac{\sin(2\pi k D)}{k} \\ b_{Hk} = \frac{1 - \cos(2\pi k D)}{2k} \end{cases}$$

si calcola quindi $SumV_H$

$$\begin{aligned} SumV_H &= \frac{4}{\pi} VBUS a_{H0} + \\ &\quad \frac{4}{\pi} VBUS \sum_{k=1}^{\infty} a_{Hk} \left(\cos(2\pi k f_s t) + \cos\left(2\pi k f_s t - \frac{2\pi}{3} k\right) + \cos\left(2\pi k f_s t - \frac{4\pi}{3} k\right) \right) + \\ &\quad \frac{4}{\pi} VBUS \sum_{k=1}^{\infty} b_{Hk} \left(\sin(2\pi k f_s t) + \sin\left(2\pi k f_s t - \frac{2\pi}{3} k\right) + \sin\left(2\pi k f_s t - \frac{4\pi}{3} k\right) \right) \end{aligned}$$

tuttavia per $\forall k : k \neq 3l$ con $l \in \mathbb{N}$

$$\begin{cases} \cos(2\pi k f_s t) + \cos\left(2\pi k f_s t - \frac{2\pi}{3} k\right) + \cos\left(2\pi k f_s t - \frac{4\pi}{3} k\right) = 0 \\ \sin(2\pi k f_s t) + \sin\left(2\pi k f_s t - \frac{2\pi}{3} k\right) + \sin\left(2\pi k f_s t - \frac{4\pi}{3} k\right) = 0 \end{cases}$$

quindi le uniche armoniche che non si elidono sono quelle alle frequenze multiple di $f_{3s} = 3f_s$, con l'eccezione della componente costante dovuta alla modulazione ($\frac{4}{\pi} VBUS a_{H0}$).

Trattazione analoga si può ripetere per le tensioni V_{Li} e per la simmetria si ottiene che $SumV_H = -SumV_L$. Il contenuto armonico della differenza $SumV_H - SumV_L$ è analogo a quello delle singole combinazioni lineari ma con ampiezze doppie, si ha infatti:

$$SumV_{H-L} = (SumV_H - SumV_L) = 2SumV_H = -2SumV_L$$

Dall'Eq. (1.1) si osserva che nel caso di perfetta simmetria dei componenti, l'uscita V_{Out} calcolata a vuoto si ottiene filtrando $SumV_{H-L}$ e quindi possiede lo stesso contenuto armonico ma con ampiezze diverse. I valori dei parametri del filtro vanno scelti in base alle frequenze delle portanti e della modulante, lo scopo del filtro di potenza che segue gli *H-Bridge* è attenuare tutte le armoniche con frequenza superiore a quella del segnale modulante.

Il vantaggio principale che comportano la modulazione e la topologia adottata è lo spostamento delle armoniche derivanti dallo *switching* di un singolo interruttore a frequenza tripla; ne consegue che a parità di valori per le induttanze e le capacità venga ridotto il rumore, oppure a parità di rumore vi siano specifiche meno stringenti del filtro di uscita.

Si osserva inoltre che nel caso vi sia la possibilità di utilizzare ulteriori portanti, sfasando tra

loro i segnali che comandano i rami superiore ed inferiore in modo tale che $L_i(t) = \bar{H}_i \left(t - \frac{T_s}{2} \right)^3$ per $i = 1, 2, 3$, si riescono a spostare le armoniche dovute al funzionamento *switching* a frequenze multiple di $f_{6s} = 6f_s$, migliorando le prestazioni del sistema; il calcolo è lo stesso illustrato nel caso precedente con elisione di ulteriori armoniche risultante dalla differenza $SumV_H - SumV_L$, differenza che nell'esempio riportato invece raddoppia le ampiezze dei contributi esistenti.

Calcolo della tensione di uscita con modulante sinusoidale tramite uso del calcolatore

Nel seguito si vuole mostrare come la tecnica di modulazione spiegata funzioni in modo analogo per modulanti sinusoidali; poichè però il calcolo dei coefficienti di *Fourier* si complica molto, è stato utilizzato il *software* di calcolo *MatLab* per ricavare gli spettri delle tensioni V_{Hi} e $SumV_H$. Si osserva il caso in cui la modulante sia una particolare sinusoide

$$S_{mod} = V_m \sin(2\pi f_M t)$$

con $V_m < \frac{V_{Ppp}}{2}$ così che il segnale *PWM* generato non saturi. In Fig. 1.5(a) è riportata la sovrapposizione di modulante e portanti dove $\frac{V_m}{V_{Ppp}} = 0.262$ e $\frac{f_s}{f_M} = 400$; nell'immagine si nota la differenza di frequenza tra le due tipologie di segnali, tipica di una modulazione *PWM*.

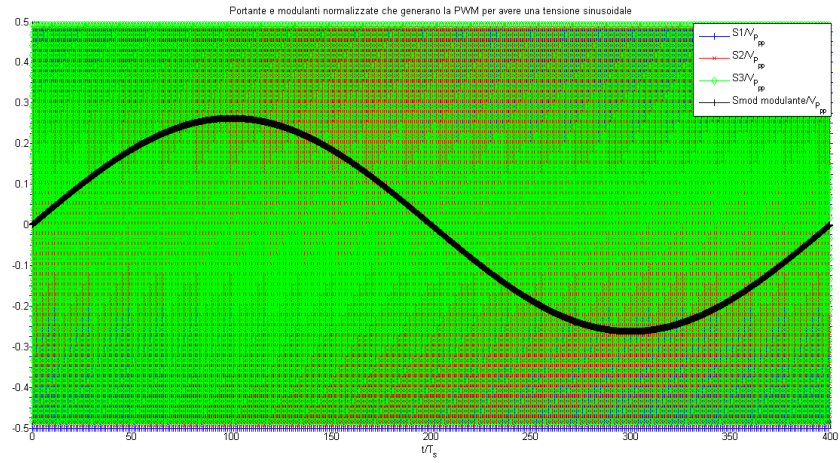
Applicando i segnali di controllo ottenuti con la modulante sinusoidale si ricavano le tensioni V_{Hi} e V_{Li} e sono calcolate $SumV_H$ e $SumV_L$, riportate normalizzate nel grafico di Fig. 1.5(b); si osserva che per la complementarietà dei comandi usati e poichè $V_{BUSPos} = -V_{BUSNeg}$, le forme d'onda sono simmetriche rispetto l'asse delle ascisse passante per l'origine, cioè si ha la condizione di simmetria $SumV_H = -SumV_L$.

Calcolando la *FFT* (*Fast Fourier Transform*) delle tensioni V_{H1} e $SumV_H$ si è ottenuta la Fig. 1.5(c) che ne rappresenta gli spettri normalizzati; si osserva che entrambe le tensioni presentano un'armonica fondamentale alla frequenza della modulante ($f_M = \frac{f_s}{400}$), l'armonica dominante successiva risulta però diversa per le due tensioni e si trova a frequenze distinte. Nel caso di V_{H1} la seconda armonica si trova a $f_s = \frac{1}{T_s}$, frequenza dominante delle portanti, nel caso di $SumV_H$ invece si sposta a $f_{3s} = 3f_s$.

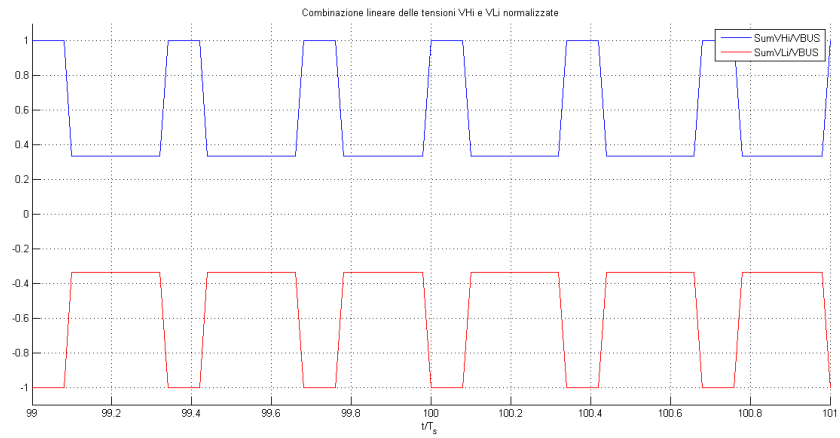
Continuando a valere le condizioni di simmetria, il calcolo di $SumV_{H-L}$ è analogo a quanto già fatto e valgono le considerazioni precedentemente espresse. Con ciò si è mostrato quindi che le considerazioni analitiche fatte sulle armoniche multiple di f_s nel caso di una portante costante, continuano ad essere valide anche con segnali sinusoidali⁴.

³Utilizzando H_i e L_i così descritte la Fig 1.4 non deve più essere usata come riferimento per l'assegnazione dei segnali di controllo degli interruttori; in tal caso gli interruttori di un ponte H vanno controllati usando H_i e $\bar{H}_i$ se appartiene al ramo superiore oppure L_i e $\bar{L}_i$ se si trova nel ramo inferiore.

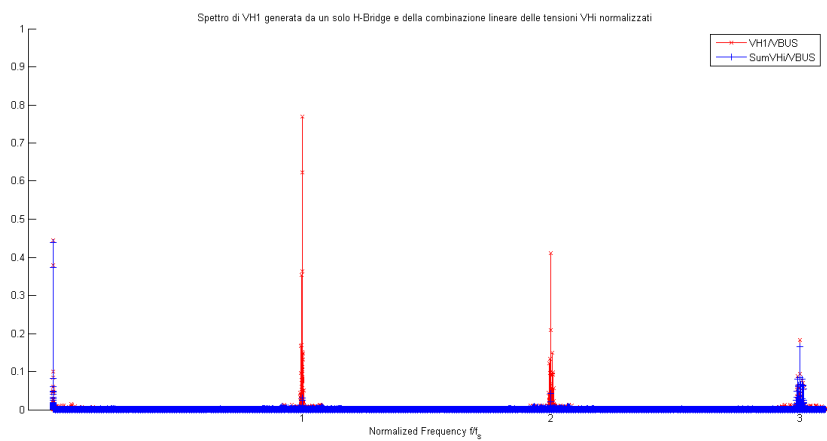
⁴I risultati sono validi fintanto che $f_M \ll f_s$ cioè il segnale modulante è circa costante rispetto alle portanti nel periodo T_s ; se l'ipotesi non fosse verificata, può accadere che variazioni rapide del segnale modulante che non intersechino le portanti non vengano tradotte in variazioni delle tensioni V_{Hi}



(a) Modulante sinusoidale e portanti sfasate di 120° normalizzate.



(b) Forma d'onda nel tempo delle tensioni $SumV_H$ e $SumV_L$ normalizzate a V_{BUS} .



(c) Spettro dei segnali V_{H1} e di $SumV_H$ normalizzati a V_{BUS} con la modulante S_{mod} sinusoidale descritta.

Figura 1.5: Segnali di modulazione, tensioni prodotte nel tempo e loro *FFT*.

1.3 Modello circuitale del generatore

La topologia reale del generatore qualitativamente riportata in Fig. 1.2 risulta essere piuttosto complessa per lo studio del filtro attivo. Si è deciso pertanto di semplificare il circuito e considerarne un modello semplificato che rappresentasse però in modo sufficientemente accurato il funzionamento dell'apparato.

La generazione del modello si è basata dapprima sullo studio del circuito ideale, dove tutti i componenti assumono esattamente il valore specificato, in seguito si è provveduto ad aggiungere gli elementi parassiti e le asimmetrie, principale causa di generazione del rumore che si vuole filtrare.

1.3.1 Modello con componenti ideali ed impedenze simmetriche

Grazie alla specularità dei due rami di Fig.1.2 si è deciso di analizzare inizialmente solo quello superiore per farlo interagire in seguito con un analogo modello di quello inferiore. Si parte dal semicircuito riportato in Fig. 1.6(a) dove l'impedenza di carico e le capacità del filtro di potenza sono state omesse poichè superflue per la semplificazione dei ponti H; dunque si sono sostituiti agli *H-Bridge* dei generatori di tensione equivalenti riportati in Fig. 1.6(b), trasformando poi il circuito come si vede in Fig. 1.6(c) e 1.6(d) in un'unica sorgente ed impedenza equivalenti, dove è stato chiamato V_{Heq} il generatore, mentre l'impedenza data dal parallelo delle 3 induttanze è stata denominata L_{Heq} . Analogamente si ricava il semicircuito equivalente per il ramo inferiore e i circuiti semplificati dei due rami sono stati unificati nello schema di Fig. 1.6(e).

Le formule per il calcolo delle impedenze e generatori equivalenti sono le seguenti:

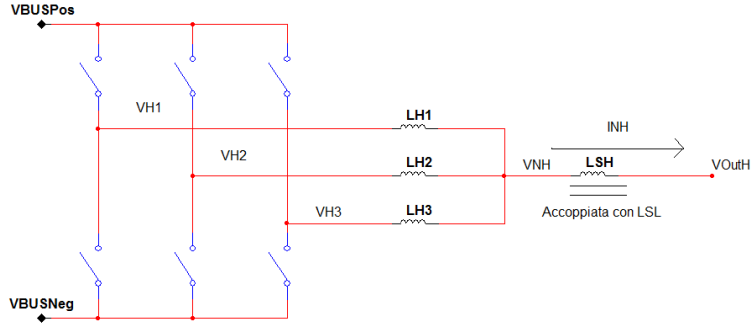
- $V_{\text{H1}}, V_{\text{H2}}, V_{\text{H3}}$ dipendono dalla modulazione e dal loop di controllo, pertanto non è possibile descrivere nel tempo la tensione generata. Tuttavia essendo l'apparato in questione un dispositivo a *switching* ed ipotizzando una tecnica di modulazione analoga a quella descritta in precedenza, queste tensioni varieranno tra $V_{\text{BUS}_{\text{Pos}}}$ e $V_{\text{BUS}_{\text{Neg}}}$ con fronti di salita e discesa molto ripidi associabili a quelli di un'onda quadra. Ulteriore valore assumibile dalla tensione erogata dal generatore è *Floating* e ciò avviene quando entrambi gli interruttori di un *H-Bridge* risultano aperti; tuttavia tale configurazione non viene utilizzata dalla modulazione vista.
- $I_{\text{Hi}} = \frac{V_{\text{Hi}}}{sL_{\text{Hi}}}$ con $i = 1, 2, 3$
- $I_{\text{Heq}} = I_{\text{H1}} + I_{\text{H2}} + I_{\text{H3}}$ mentre $L_{\text{Heq}} = L_{\text{H1}} \parallel L_{\text{H2}} \parallel L_{\text{H3}}$
- $V_{\text{Heq}} = I_{\text{Heq}} * sL_{\text{Heq}}$

Si ricorda che nell'ipotesi di perfetta simmetria delle impedenze si ha:

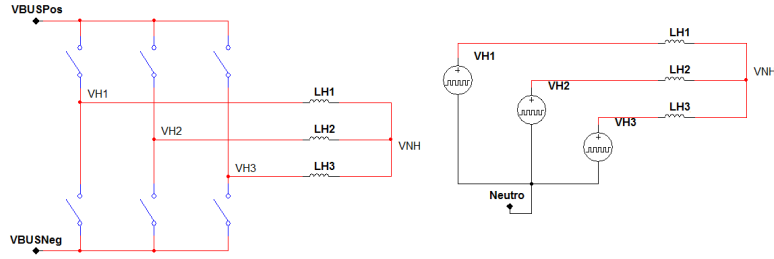
$$\begin{aligned} L_{\text{H1}} &= L_{\text{H2}} = L_{\text{H3}} = L \\ L_{\text{L1}} &= L_{\text{L2}} = L_{\text{L3}} = L \\ L_{\text{SH}} &= L_{\text{SL}} = L_{\text{S}} \\ C_{\text{OutH}} &= C_{\text{OutL}} = C_{\text{Out}} \end{aligned}$$

pertanto si ottiene:

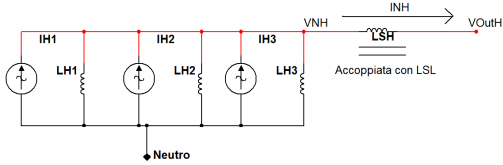
$$L_{\text{Heq}} = \frac{L}{3}$$
$$V_{\text{Heq}} = sL_{\text{Heq}} \sum_{i=1}^3 \frac{V_{\text{Hi}}}{sL} \quad \rightarrow \quad V_{\text{Heq}} = \frac{1}{3} \sum_{i=1}^3 V_{\text{Hi}}$$



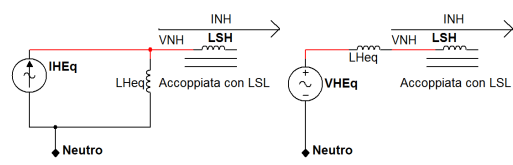
(a) Schema elettrico di un singolo ramo dell'apparato senza carico e capacità di uscita.



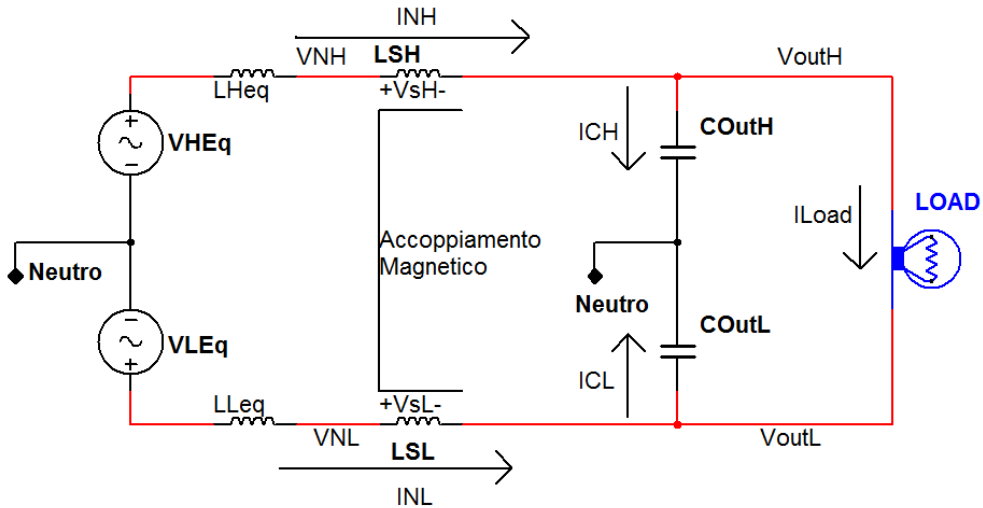
(b) Schema elettrico rappresentate i 3 *H-Bridge* in parallelo ed i generatori equivalenti usati per rappresentarli



(c) Schema elettrico rappresentate i generatori di Norton equivalenti



(d) Schema elettrico in cui sono stati unificati i generatori di corrente e le induttanze ed in seguito sono stati trasformati con il Th. di Thevenin



(e) Schema elettrico semplificato che comprende entrambi i rami dell'apparato

Figura 1.6: Schemi elettrici semplificati che descrivono i passaggi effettuati per raggiungere il circuito equivalente che descrive il generatore ideale senza parassiti nè asimmetrie

da cui si osserva che V_{Heq} è una combinazione lineare dei 3 generatori V_{Hi} .

Unendo i semicircuiti equivalenti si ricavano l'Eq.(1.5) e (1.6) che calcolano la tensione differenziale V_{Out} e di modo comune V_{CM} sull'uscita in funzione dei generatori equivalenti V_{Heq} e V_{Leq} tenendo conto dell'accoppiamento magnetico delle induttanze L_{SH} e L_{SL} e quindi dell'interazione tra i due rami simmetrici; nell'equazione si sono assegnati dei nomi alle impedenze per poter lavorare nel dominio di *Laplace*, da cui:

$$\begin{cases} Z_{\text{Load}} &= \text{Impedenza di carico} \\ Z_{\text{C}} &= \frac{1}{sC_{\text{Out}}} \\ Z_{\text{L}} &= sL \\ Z_{3||\text{L}} &= \frac{sL}{3} \\ Z_{\text{LS}} &= sL_{\text{S}} \\ Z_{\text{M}} &= sL_{\text{M}} \end{cases}$$

$$V_{\text{Out}} = V_{\text{OutH}} - V_{\text{OutL}} = \frac{V_{\text{Heq}} - V_{\text{Leq}}}{1 + \left(\frac{1}{Z_{\text{C}}} + \frac{2}{Z_{\text{Load}}}\right)(Z_{3||\text{L}} + Z_{\text{LS}} - Z_{\text{M}})} \quad (1.5)$$

$$V_{\text{CM}} = V_{\text{OutH}} + V_{\text{OutL}} = \frac{V_{\text{Heq}} + V_{\text{Leq}}}{1 + \frac{1}{Z_{\text{C}}}(Z_{3||\text{L}} + Z_{\text{LS}} + Z_{\text{M}})} \quad (1.6)$$

La specularità tra i rami del circuito si rispecchia anche nell'Eq. (1.5) che si può pensare descriva il circuito equivalente riportato in Fig. 1.7, dove si è usata la notazione:

$$\begin{aligned} V_{\text{eq}} &= V_{\text{Heq}} - V_{\text{Leq}} \\ L_{\text{eq}} &= L_{3||\text{L}} + L_{\text{S}} - L_{\text{M}} \\ V_{\text{Out}} &= V_{\text{OutH}} - V_{\text{OutL}} \\ I_{\text{eq}} &= I_{\text{NH}} - I_{\text{NL}} \\ I_{\text{C}} &= I_{\text{CH}} - I_{\text{CL}} \end{aligned}$$

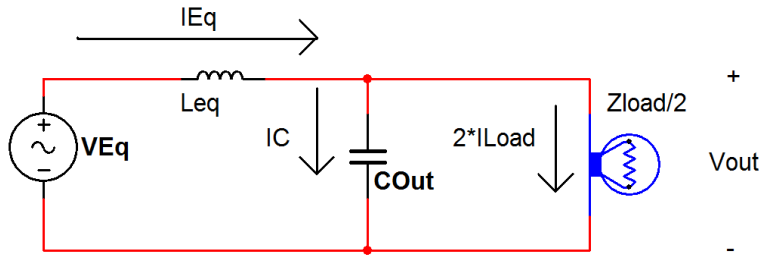


Figura 1.7: Semicircuito equivalente semplificato ricavato dall'Eq. (1.5).

Grazie alla perfetta simmetria tra i due rami del generatore si è potuto creare un circuito semplice per il calcolo di V_{Out} , ma nel quale si perdono alcune delle grandezze di interesse come le correnti I_{NH} e I_{NL} che scorrono sulle induttanze mutuamente accoppiate e sono erogate dai generatori V_{Heq} e V_{Leq} , le tensioni V_{OutH} e V_{OutL} , o le correnti sulle capacità C_{OutH} e C_{OutL} . Per poter osservare le altre grandezze del filtro di potenza è necessario usare il modello di Fig. 1.6(e). Ricalcolando l'equazione dal circuito di Fig. 1.7 dell'uscita in funzione del generatore V_{eq} e chiamando $Z_{\text{Leq}} = sL_{\text{eq}}$, si ottiene:

$$V_{\text{Out}} = \frac{V_{\text{eq}}}{1 + Z_{\text{Leq}}\left(\frac{1}{Z_{\text{C}}} + \frac{2}{Z_{\text{Load}}}\right)}$$

cioè la tensione di uscita differenziale corrisponde alla tensione V_{eq} filtrata da una funzione che dipende anche dal carico connesso.

1.3.2 Modello con impedenze non simmetriche comprensive di elementi parassiti

Il circuito precedentemente creato descrive la topologia del generatore AC in modo molto semplice, tuttavia non tiene conto degli elementi parassiti e delle asimmetrie che sono la causa principale della presenza di armoniche indesiderate sull'uscita del sistema. Si procede pertanto inserendo nel circuito gli elementi parassiti e i fattori di asimmetria propri dei componenti reali, per poi semplificare nuovamente il circuito ove possibile.

Il generatore dispone inoltre di più anelli di retroazione che consentono di monitorare la tensione di uscita, la corrente erogata e altri parametri di cui si desidera controllare l'andamento; poichè il filtro attivo da progettare è un oggetto da porre all'uscita del generatore, ciò comporta la necessità di studiare l'interazione tra gli anelli di controllo dell'apparato e il filtro attivo. Risulta importante quindi aggiungere al modello che si sta creando il controllo che regola il generatore AC ma questo viene fatto in seguito alla creazione di uno schema a blocchi che descrive la topologia del sistema e non durante la descrizione circuitale che segue.

Gli elementi parassiti introdotti in Fig. 1.8 sono tutti resistivi ed associati all'*ESR* (*Equivalent Series Resistance*) di induttanze e capacità⁵; partendo dallo schema completo della topologia si vuole creare un circuito semplice come quello di Fig. 1.7 per descrivere V_{Out} ma dove si tenga anche conto delle resistenze parassite e delle asimmetrie tra i componenti. Per facilitare la

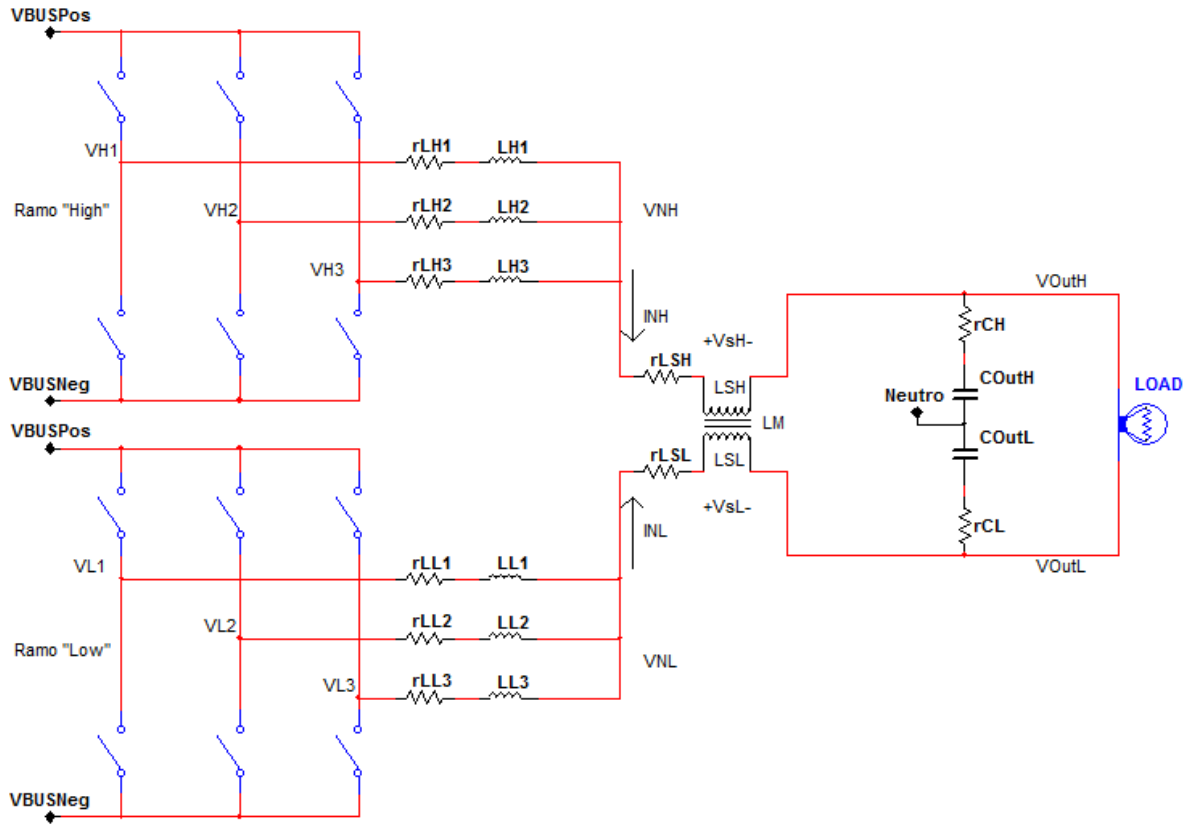


Figura 1.8: Schema elettrico del generatore AC con le resistenze parassite.

trattazione nonostante la presenza di elementi parassiti, si considera ora l'insieme di induttanza

⁵La resistenza serie di un condensatore o di un'induttanza varia con la frequenza; nel circuito sotto analisi si considera l'*ESR* una resistenza costante il cui valore è calcolato alla frequenza delle portanti usate per generare la *PWM*.

o capacità con il corrispondente *ESR* come un'unica impedenza, pertanto si ha:

$$\begin{aligned} Z_{L_{pedice}} &= sL_{pedice} \rightarrow Z_{L_{pedice}} = r_{L_{pedice}} + sL_{pedice} \\ Z_{C_{pedice}} &= \frac{1}{sC_{pedice}} \rightarrow Z_{C_{pedice}} = \frac{1 + sr_{C_{pedice}}C_{pedice}}{sC_{pedice}} \end{aligned} \quad (1.7)$$

dove *pedice* viene sostituito dalla sigla che caratterizza una specifica impedenza.

Inoltre per semplificare i conti e raggiungere un risultato di facile interpretazione si considerano tutte le impedenze costituite dal valore ideale che dovrebbero assumere più una variazione che rappresenta l'asimmetria. Si ha pertanto:

$$\left\{ \begin{array}{l} Z_{Load} = \text{Impedenza di carico} \\ Z_{C_{OutH}} = (1 + \delta_H)Z_C \\ Z_{C_{OutL}} = (1 + \delta_L)Z_C \\ Z_{L_{Hi}} = (1 + \epsilon_{Hi})Z_L \\ Z_{L_{Li}} = (1 + \epsilon_{Li})Z_L \\ Z_{L_{SH}} = (1 + \gamma_H)Z_{LS} \\ Z_{L_{SL}} = (1 + \gamma_L)Z_{LS} \end{array} \right.$$

dove le impedenze Z_C , Z_L , Z_{LS} sono state ottenute applicando la regola descritta nell'Eq. (1.7) alle impedenze precedentemente definite nel modello con impedenze simmetriche ed ideali. Applicando le considerazioni fatte al circuito di Fig. 1.8 e analizzando il ramo superiore del generatore AC si ottiene il semicircuito rappresentato in Fig. 1.9(a).

Si procede sostituendo agli *H-Bridge* dei generatori di tensione, semplificando il circuito tramite l'applicazione di Th. di *Thevenin* e *Norton* si giunge alla Fig. 1.9(b); svolgendo i conti con la presenza di asimmetrie tra le impedenze, il generatore V_{HeqAs} produce la tensione:

$$V_{HeqAs} = \sum_{i=1}^3 \beta_{Hi} V_{Hi}$$

dove:

$$\beta_{Hi} = \frac{1}{1 + \frac{(1+\epsilon_{Hi})[(1+\epsilon_{Hj})+(1+\epsilon_{Hk})]}{(1+\epsilon_{Hj})(1+\epsilon_{Hk})}}$$

con $j \neq k \neq i$ e $i, j, k = 1, 2, 3$.

L'impedenza equivalente è stata scomposta in due parti così da evidenziare la componente dovuta alle asimmetrie ($\alpha_H Z_L$) da quella ideale ($\frac{Z_L}{3}$); il coefficiente α_H si calcola essere:

$$\alpha_H = \frac{\frac{1}{3} \sum_{i=1}^3 \epsilon_{Hi} + \frac{2}{3} (\epsilon_{H1}\epsilon_{H2} + \epsilon_{H2}\epsilon_{H3} + \epsilon_{H1}\epsilon_{H3}) + \prod_{i=1}^3 \epsilon_{Hi}}{3 + 2 \sum_{i=1}^3 \epsilon_{Hi} + (\epsilon_{H1}\epsilon_{H2} + \epsilon_{H2}\epsilon_{H3} + \epsilon_{H1}\epsilon_{H3})}$$

Analogamente si ripete l'analisi per il ramo inferiore ottenendo:

$$\begin{aligned} V_{LeqAs} &= \sum_{i=1}^3 \beta_{Li} V_{Li} \\ \beta_{Li} &= \frac{1}{1 + \frac{(1+\epsilon_{Li})[(1+\epsilon_{Lj})+(1+\epsilon_{Lk})]}{(1+\epsilon_{Lj})(1+\epsilon_{Lk})}} \\ \alpha_L &= \frac{\frac{1}{3} \sum_{i=1}^3 \epsilon_{Li} + \frac{2}{3} (\epsilon_{L1}\epsilon_{L2} + \epsilon_{L2}\epsilon_{L3} + \epsilon_{L1}\epsilon_{L3}) + \prod_{i=1}^3 \epsilon_{Li}}{3 + 2 \sum_{i=1}^3 \epsilon_{Li} + (\epsilon_{L1}\epsilon_{L2} + \epsilon_{L2}\epsilon_{L3} + \epsilon_{L1}\epsilon_{L3})} \end{aligned}$$

Il circuito applicando le trasformaizoni descritte diviene quello di Fig. 1.9(c), nel quale i coefficienti $\alpha_H, \alpha_L, \gamma_H, \gamma_L, \delta_H, \delta_L, \beta_{Hi}, \beta_{Li}, \epsilon_{Hi}, \epsilon_{Li}$ con $i = 1, 2, 3$ descrivono le asimmetrie tra i componenti.

La presenza di asimmetrie nel circuito non consente di calcolare con la stessa semplicità del caso ideale la tensione di uscita in funzione degli ingressi. Pertanto si è sostituito al carico un generatore di corrente I_{Out} e si sono calcolate V_{OutH} e V_{OutL} tramite sovrapposizione degli effetti; la Fig. 1.9(d) rappresenta lo schema sul quale sono stati effettuati i calcoli. La tensione V_{Out} è ricavata in seguito facendo la differenza tra le tensioni agli estremi del carico $V_{Out} = V_{OutH} - V_{OutL}$.

Le relazioni fondamentali usate per il calcolo sono:

$$\begin{cases} V_{sH} = (1 + \gamma_H)Z_{Ls}I_{NH} + Z_M I_{NL} \\ V_{sL} = Z_M I_{NH} + (1 + \gamma_L)Z_{Ls}I_{NL} \\ V_{OutH} = I_{CH} * (1 + \delta_H)Z_C \\ V_{OutL} = I_{CH} * (1 + \delta_L)Z_C \\ I_{NH} = I_{CH} - I_{Out} \\ I_{NL} = I_{CL} + I_{Out} \end{cases}$$

alle quali si aggiungono le relazioni di base tra impedenze, tensioni e correnti del circuito sotto esame.

Le Eq. (1.8) e (1.9), dove è stato definito

$$Den(s) = \left[\left(\frac{1}{3} + \alpha_L \right) Z_L + (1 + \gamma_L) Z_{Ls} + (1 + \delta_L) Z_C \right] \left[\left(\frac{1}{3} + \alpha_H \right) Z_L + (1 + \gamma_H) Z_{Ls} + (1 + \delta_H) Z_C \right] - Z_M^2$$

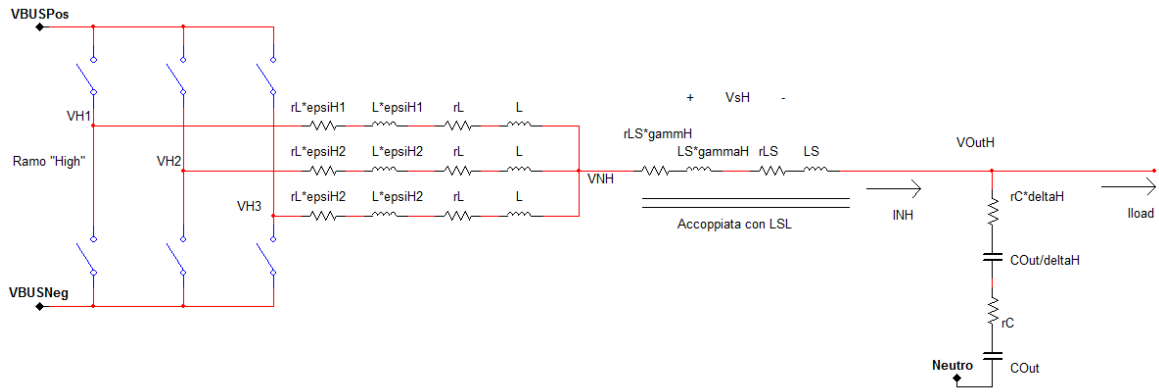
mostrano le relazioni che si instaurano tra le tensioni V_{OutH} , V_{OutL} e i vari ingressi (V_{HeqAs} , V_{LeqAs} e I_{Out}); si osserva che la presenza di asimmetrie ha aumentato considerevolmente la complessità delle relazioni.

$$\begin{cases} \left[\frac{V_{OutH}}{V_{HeqAs}} \right]_{I_{Out}=0; V_{LeqAs}=0} = \frac{(1+\delta_H)Z_C \left[\left(\frac{1}{3} + \alpha_L \right) Z_L + (1+\gamma_L)Z_{Ls} + (1+\delta_L)Z_C \right]}{Den(s)} \\ \left[\frac{V_{OutH}}{V_{LeqAs}} \right]_{I_{Out}=0; V_{HeqAs}=0} = \frac{-(1+\delta_H)Z_C Z_M}{Den(s)} \\ \left[\frac{V_{OutH}}{I_{Out}} \right]_{V_{HeqAs}=0; V_{LeqAs}=0} = - \frac{(1+\delta_H)Z_C \left\{ (1+\delta_L)Z_C Z_M - Den(s) + (1+\delta_H)Z_C \left[\left(\frac{1}{3} + \alpha_L \right) Z_L + (1+\gamma_L)Z_{Ls} + (1+\delta_L)Z_C \right] \right\}}{Den(s)} \end{cases} \quad (1.8)$$

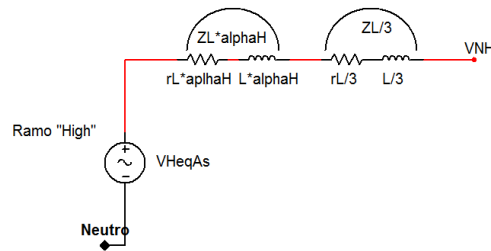
$$\begin{cases} \left[\frac{V_{OutL}}{V_{LeqAs}} \right]_{I_{Out}=0; V_{HeqAs}=0} = \frac{(1+\delta_L)Z_C \left[\left(\frac{1}{3} + \alpha_H \right) Z_L + (1+\gamma_H)Z_{Ls} + (1+\delta_H)Z_C \right]}{Den(s)} \\ \left[\frac{V_{OutL}}{V_{HeqAs}} \right]_{I_{Out}=0; V_{LeqAs}=0} = \frac{-(1+\delta_L)Z_C Z_M}{Den(s)} \\ \left[\frac{V_{OutL}}{I_{Out}} \right]_{V_{HeqAs}=0; V_{LeqAs}=0} = \frac{(1+\delta_L)Z_C \left\{ (1+\delta_H)Z_C Z_M - Den(s) + (1+\delta_L)Z_C \left[\left(\frac{1}{3} + \alpha_H \right) Z_L + (1+\gamma_H)Z_{Ls} + (1+\delta_H)Z_C \right] \right\}}{Den(s)} \end{cases} \quad (1.9)$$

Chiamando

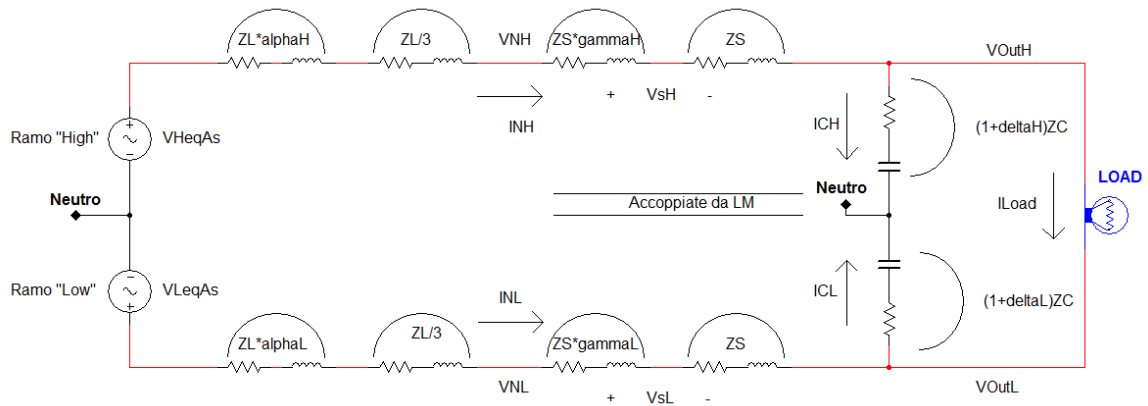
$$\begin{aligned} W_{V_{OutH}V_{HeqAs}} &= \left[\frac{V_{OutH}}{V_{HeqAs}} \right]_{I_{Out}=0; V_{LeqAs}=0} & W_{V_{OutL}V_{LeqAs}} &= \left[\frac{V_{OutL}}{V_{LeqAs}} \right]_{I_{Out}=0; V_{HeqAs}=0} \\ W_{V_{OutH}V_{LeqAs}} &= \left[\frac{V_{OutH}}{V_{LeqAs}} \right]_{I_{Out}=0; V_{HeqAs}=0} & W_{V_{OutL}V_{HeqAs}} &= \left[\frac{V_{OutL}}{V_{HeqAs}} \right]_{I_{Out}=0; V_{LeqAs}=0} \\ W_{V_{OutH}I_{Out}} &= \left[\frac{V_{OutH}}{I_{Out}} \right]_{V_{HeqAs}=0; V_{LeqAs}=0} & W_{V_{OutL}I_{Out}} &= \left[\frac{V_{OutL}}{I_{Out}} \right]_{V_{HeqAs}=0; V_{LeqAs}=0} \end{aligned}$$



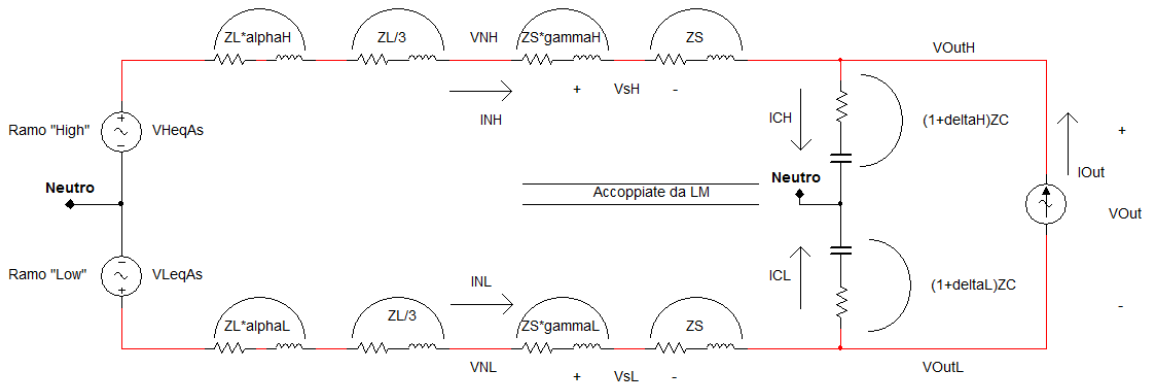
(a) Schema elettrico del ramo superiore del generatore AC comprensivo di elementi parassiti e che evidenzia le asimmetrie dei componenti.



(b) Schema elettrico ottenuto applicando i Th. di *Thevenin* e *Norton* che rappresenta gli *H-Bridge* e le impedenze ad essi connesse.



(c) Schema elettrico con asimmetrie ed elementi parassiti in cui è stata eseguita la semplificazione dei ponti H per entrambi i rami.



(d) Schema elettrico semplificato con asimmetrie, elementi parassiti e generatore $I_{Out} = -I_{Load}$ che rappresenta l'assorbimento di corrente da parte del carico.

Figura 1.9: Schemi elettrici usati per ricavare il modello che considera le asimmetrie.

si calcolano V_{OutH} e V_{OutL} in (1.10) per sovrapposizione gli effetti.

$$\begin{cases} V_{\text{OutH}} = W_{V_{\text{OutH}}V_{\text{HeqAs}}} V_{\text{HeqAs}} + W_{V_{\text{OutH}}V_{\text{LeqAs}}} V_{\text{LeqAs}} + W_{V_{\text{OutH}}I_{\text{Out}}} I_{\text{Out}} \\ V_{\text{OutL}} = W_{V_{\text{OutL}}V_{\text{LeqAs}}} V_{\text{LeqAs}} + W_{V_{\text{OutL}}V_{\text{HeqAs}}} V_{\text{HeqAs}} + W_{V_{\text{OutL}}I_{\text{Out}}} I_{\text{Out}} \end{cases} \quad (1.10)$$

Infine in (1.11) è ricavata V_{Out} in funzione degli ingressi; si osserva che V_{Out} risulta avere una forma molto complessa a causa delle asimmetrie e l'equazione non è interpretabile con un circuito semplificato come nel caso ideale. Pertanto le successive analisi vanno effettuate usando il circuito completo di Fig. 1.9(d) in cui sono accessibili tutte le grandezze di interesse della topologia.

$$\begin{aligned} V_{\text{Out}} &= V_{\text{OutH}} - V_{\text{OutL}} \\ &= (W_{V_{\text{OutH}}V_{\text{HeqAs}}} - W_{V_{\text{OutL}}V_{\text{HeqAs}}}) V_{\text{HeqAs}} \\ &\quad + (W_{V_{\text{OutH}}V_{\text{LeqAs}}} - W_{V_{\text{OutL}}V_{\text{LeqAs}}}) V_{\text{LeqAs}} \\ &\quad + (W_{V_{\text{OutH}}I_{\text{Out}}} - W_{V_{\text{OutL}}I_{\text{Out}}}) I_{\text{Out}} \end{aligned} \quad (1.11)$$

Si osserva inoltre che in assenza di asimmetrie, cioè per $\alpha_H = \alpha_L = \gamma_H = \gamma_L = \delta_H = \delta_L = \epsilon_{Hi} = \epsilon_{Li} = 0$ con $i = 1, 2, 3$, il modello viene a coincidere con quello di Fig. 1.6(e) nel quale si applica la trasformazione descritta da (1.7) alle impedenze, ed è quindi possibile ricavare equazioni analoghe a quelle viste in precedenza. Si ha infatti che

$$\begin{cases} W_{V_{\text{OutH}}V_{\text{HeqAs}}} = W_{V_{\text{OutL}}V_{\text{LeqAs}}} = W_{V_{\text{eq1}}} = \frac{Z_C \left(\frac{Z_L}{3} + Z_{L_S} + Z_C \right)}{\left(\frac{Z_L}{3} + Z_{L_S} + Z_C \right)^2 - Z_M^2} \\ W_{V_{\text{OutH}}V_{\text{LeqAs}}} = W_{V_{\text{OutL}}V_{\text{HeqAs}}} = W_{V_{\text{eq2}}} = -\frac{Z_C Z_M}{\left(\frac{Z_L}{3} + Z_{L_S} + Z_C \right)^2 - Z_M^2} \\ W_{V_{\text{OutH}}I_{\text{Out}}} = -W_{V_{\text{OutL}}I_{\text{Out}}} = W_{I_{\text{Out}}} = -\frac{Z_C \left[Z_C Z_M + Z_M^2 - \left(\frac{Z_L}{3} + Z_{L_S} + Z_C \right) \left(\frac{Z_L}{3} + Z_{L_S} \right) \right]}{\left(\frac{Z_L}{3} + Z_{L_S} + Z_C \right)^2 - Z_M^2} \end{cases}$$

che sostituendo portano a V_{Out}

$$V_{\text{Out}} = V_{\text{OutH}} - V_{\text{OutL}} = (W_{V_{\text{eq1}}} - W_{V_{\text{eq2}}})(V_{\text{HeqAs}} - V_{\text{LeqAs}}) + 2W_{I_{\text{Out}}} I_{\text{Out}}$$

Sotto le ipotesi di simmetria

$$W_{V_{\text{eq1}}} - W_{V_{\text{eq2}}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{Z_C} \left(\frac{Z_L}{3} + Z_{L_S} - Z_M \right)}$$

e ipotizzando che il generatore funzioni a vuoto, cioè $I_{\text{Out}} = 0$, si ottiene

$$V_{\text{Out}} (a \text{ vuoto}) = V_{\text{OutH}} - V_{\text{OutL}} = \frac{V_{\text{Heq}} - V_{\text{Leq}}}{1 + \frac{1}{Z_C} (Z_{3||L} + Z_{L_S} - Z_M)}$$

che coincide con l'Eq. (1.5) posto che il carico abbia impedenza infinita ($\|Z_{\text{Load}}\| = \infty$) e quindi non assorba corrente. E' possibile inoltre dimostrare che per $I_{\text{Out}} = -\frac{V_{\text{Out}}}{Z_{\text{Load}}}$ le equazioni corrispondono esattamente tra loro.

I risultati raggiunti con l'analisi del modello non ideale dimostrano che la presenza di asimmetrie rende necessario analizzare il circuito completo nel quale è possibile semplificare solamente i ponti H e le impedenze ad essi connesse. Partendo dal circuito di Fig. 1.9(d) nel Cap. 2 si calcolano le funzioni di trasferimento tra uscite ed ingressi di interesse andando a realizzare uno schema a blocchi che descriva la topologia del generatore AC, comprese le sue non idealità.

1.4 Motivazione della presenza del rumore sull'uscita dell'apparato in presenza di asimmetrie

La Fig. 1.10 riporta un esempio del rumore presente sull'uscita che l'azienda *Elettrotest* misura quando il generatore AC è usato per generare basse tensioni (12/24 V); in queste condizioni risulta un *ripple* massimo del rumore di 300 mV, sia in applicazioni DC che AC.

Il grafico è stato inserito per mostrare l'effettiva presenza del rumore e le frequenze alle quali si manifestano le armoniche principali che lo compongono. Il periodo delle portanti usate per la modulazione è $T_s = 50 \mu\text{s}$, quindi $f_s = 20 \text{ kHz}$ e la tecnica di modulazione è simile a quella spiegata; si nota nel grafico che la tensione sul carico presenta componenti armoniche alla frequenza f_s e anche alla frequenza $f_{2s} = 2f_s$ mentre non si notano armoniche rilevanti alla frequenza $f_{3s} = 3f_s$ alla quale si dovrebbero trovare le prime armoniche non elise dal sistema qualora modulazione e topologia siano quelle ideali descritte in precedenza.

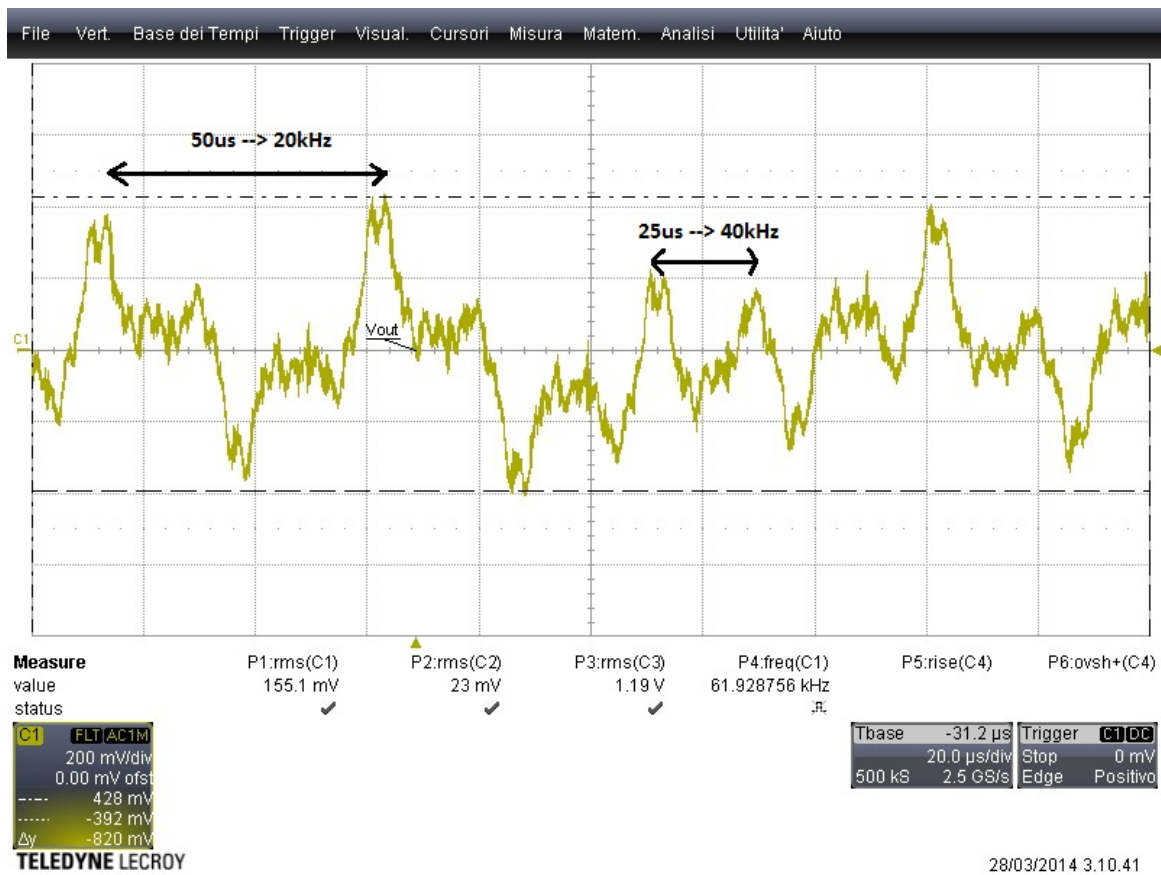


Figura 1.10: *Ripple* sull'uscita del generatore AC quando usato per generare basse tensioni.

Si vuole quindi motivare la presenza di tale rumore sull'uscita e per fare ciò vengono adottati la modulazione spiegata ed il modello circuitale con impedenze asimmetriche.

La presenza di armoniche alla frequenza di commutazione degli interruttori è dovuto principalmente alle asimmetrie tra le impedenze induttive collegate agli *H-Bridge*; per dimostrarlo si ipotizzi che:

$$\begin{cases} \epsilon_{H1} \neq 0 \\ \epsilon_{H2} = \epsilon_{H3} = \epsilon_{Li} = \gamma_{H1} = \gamma_{L1} = \delta_{H1} = \delta_{L1} = 0 \text{ con } i = 1, 2, 3 \end{cases}$$

ossia si ipotizza un'asimmetria della sola impedenza collegata al primo ponte H del ramo superiore, mentre tutte le altre impedenze assumono il valore ideale. Utilizzando le equazioni

del modello con asimmetrie e chiamando $x_{H1} = \frac{\epsilon_{H1}}{3+2\epsilon_{H1}}$, si calcolano:

$$\begin{cases} \beta_{H1} = \frac{1}{3+2\epsilon_{H1}} = \frac{1}{3} - \frac{2}{3}x_{H1} \\ \beta_{H2} = \beta_{H3} = \frac{1+\epsilon_{H1}}{3+2\epsilon_{H1}} = \frac{1}{3} + \frac{1}{3}x_{H1} \\ \beta_{Li} = \frac{1}{3} \text{ per ogni } i = 1, 2, 3 \\ \alpha_H = \frac{\frac{\epsilon_{H1}}{3}}{3+2\epsilon_{H1}} = \frac{1}{3}x_{H1} \\ \alpha_L = 0 \end{cases}$$

Si calcola quindi V_{HeqAs} con le tensioni V_{Hi} descritte in modo analogo all'eq. (1.4), generate dalla modulazione descritta nel caso in cui si abbia modulante costante $S_{\text{mod}} = \text{cost}$:

$$V_{\text{HeqAs}} = \sum_{i=1}^3 \beta_{Hi} V_{Hi} = \frac{1}{3} \left(\sum_{i=1}^3 V_{Hi} \right) - \frac{2}{3} x_{H1} V_{H1} + \frac{1}{3} x_{H1} V_{H2} + \frac{1}{3} x_{H1} V_{H3}$$

Come già dimostrato in precedenza il termine $\text{Sum}V_H = \frac{1}{3} \sum_{i=1}^3 V_{Hi}$ ha come contenuti armonici solamente la componente costante e le armoniche a frequenze multiple di f_{3s} ; tuttavia a causa dell'asimmetria $\epsilon_{H1} \neq 0$, V_{HeqAs} presenta ulteriori contributi, il cui contenuto armonico va esaminato. Chiamando $V_{H1\text{Err}}$ la somma dei contributi dovuti a ϵ_{H1} , si ha

$$\begin{aligned} V_{H1\text{Err}} &= -\frac{2}{3} x_{H1} V_{H1} + \frac{1}{3} x_{H1} V_{H2} + \frac{1}{3} x_{H1} V_{H3} = \\ &= \frac{4x_{H1}}{3\pi} V_{BUS} \sum_{k=1}^{\infty} a_{Hk} \left(-2 \cos(2\pi k f_s t) + \cos\left(2\pi k f_s t - \frac{2\pi}{3}k\right) + \cos\left(2\pi k f_s t - \frac{4\pi}{3}k\right) \right) + \\ &= \frac{4x_{H1}}{3\pi} V_{BUS} \sum_{k=1}^{\infty} b_{Hk} \left(-2 \sin(2\pi k f_s t) + \sin\left(2\pi k f_s t - \frac{2\pi}{3}k\right) + \sin\left(2\pi k f_s t - \frac{4\pi}{3}k\right) \right) \end{aligned}$$

dove si osserva che

$$\begin{cases} -2 \cos(2\pi k f_s t) + \cos\left(2\pi k f_s t - \frac{2\pi}{3}k\right) + \cos\left(2\pi k f_s t - \frac{4\pi}{3}k\right) = 0 \\ -2 \sin(2\pi k f_s t) + \sin\left(2\pi k f_s t - \frac{2\pi}{3}k\right) + \sin\left(2\pi k f_s t - \frac{4\pi}{3}k\right) = 0 \end{cases}$$

solo per $k = 3l$ con $l \in \mathbb{N}$. Le armoniche, alla medesima frequenza, si elidono solamente alle frequenze $3lf_s$, esattamente l'opposto di quanto avviene in $\text{Sum}V_H$; le armoniche alle altre frequenze si sommano invece in modo costruttivo ed il loro contributo alla tensione $V_{H1\text{Err}}$ può annullarsi solo nel caso in cui $a_k = b_k = 0$, cioè per specifici valori assunti dalla modulante; pertanto lo spettro della tensione $V_{H1\text{Err}}$ presenta armoniche a frequenze $(3l-2)f_s$ e $(3l-1)f_s$ con $l \in \mathbb{N}$.

Per le ipotesi fatte la tensione $V_{\text{LeqAs}} \equiv \text{Sum}V_L$; andando a calcolare V_{Out} tramite l'Eq. (1.11), la componente $V_{H1\text{Err}}$ presente in V_{HeqAs} seppur filtrata contribuisce alla tensione di uscita che pertanto possiede delle armoniche alle stesse frequenze ma la cui ampiezza dipende da $W_{V_{\text{OutH}}V_{\text{HeqAs}}} - W_{V_{\text{OutL}}V_{\text{HeqAs}}}$.

Quindi la presenza di asimmetrie genera sulla tensione di uscita armoniche a tutte le frequenze multiple di f_s e ciò giustifica quanto osservato in Fig. 1.10.

Capitolo 2

Creazione del modello matematico del generatore AC

Nel seguente capitolo si passa dal modello circuitale che descrive la sola topologia, ad una descrizione matematica del generatore tramite schema a blocchi; lo schema a blocchi che si realizza tiene conto del sistema di controllo presente nell'apparato, finora trascurato, ed ha lo scopo di descrivere il funzionamento completo del generatore AC seppur accettando di lavorare con determinate ipotesi.

Vengono poi riportati i valori delle impedenze e i grafici forniti da *Elettrotest* riguardanti un generatore AC reale; questi dati servono ad assegnare il corretto valore ai parametri del modello elaborato e quindi simularlo, inoltre consentono di valutare l'effetto di carico che genera un dispositivo connesso all'uscita del sistema.

2.1 Modellizzazione matematica del circuito tramite schema a blocchi

La modellizzazione del generatore AC con uno schema a blocchi è stata realizzata in più passi. Inizialmente si sono ricavate le funzioni di trasferimento tra le grandezze di interesse del circuito di Fig. 1.9(d), quindi tali funzioni sono usate per realizzare i blocchi dello schema che rappresentano la topologia del generatore. In seguito è stato sviluppato un sistema di retroazione comprensivo di un blocco di guadagno che amplifichi gli errori tra riferimenti e grandezze in *feedback* così da simulare il controllo sull'uscita.

Tutto ciò è implementato utilizzando parametri generali il cui valore è assegnato in seguito alla descrizione delle specifiche tecniche del generatore. Una rappresentazione qualitativa della struttura dello schema è riportata in Fig. 2.1.

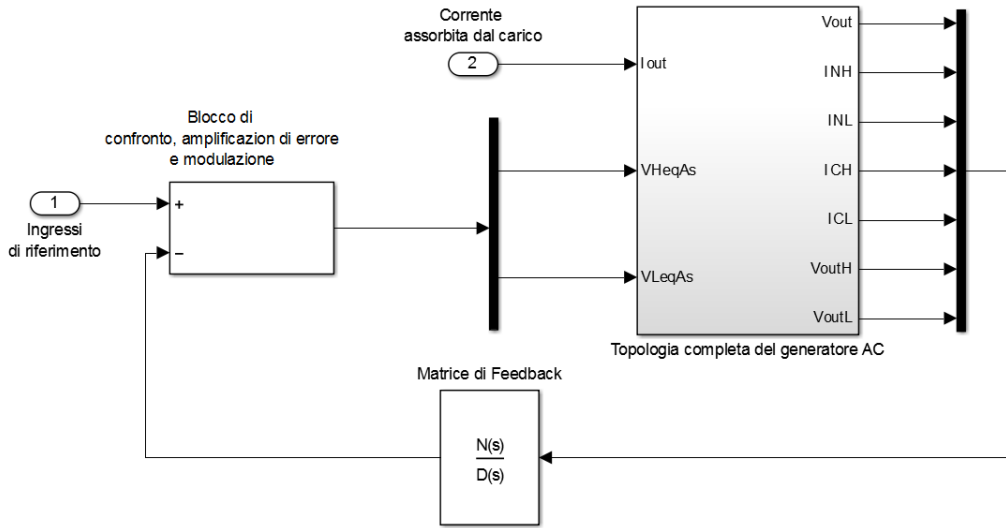


Figura 2.1: Schema a blocchi del generatore AC indicativo, con i blocchi non ancora definiti.

2.1.1 Schema a blocchi rappresentante la topologia del generatore

Lo schema elettrico che rappresenta la topologia reale del generatore AC comprensivo di elementi parassiti e asimmetrie, risulta complesso nonostante le semplificazioni adottate; per analizzare il circuito ricavando le funzioni di trasferimento di interesse si è quindi adottata l'analisi di una rete a più porte. In Fig. 2.2 si sono estratti dalla rete i generatori V_{HeqAs} , V_{LeqAs} , I_{Out} e sono stati aggiunti i generatori I_{OutH} e I_{OutL} collegati tra V_{OutH} , V_{OutL} ed il neutro; mentre il generatore I_{Out} rappresenta la corrente assorbita dal carico, l'uso dei generatori di corrente collegati tra l'uscita e neutro risulta utile per rappresentare il filtro attivo implementato con dispositivi che iniettino correnti diverse sui due rami del generatore AC. Si sono quindi considerate tutte le porte correlate ai generatori.

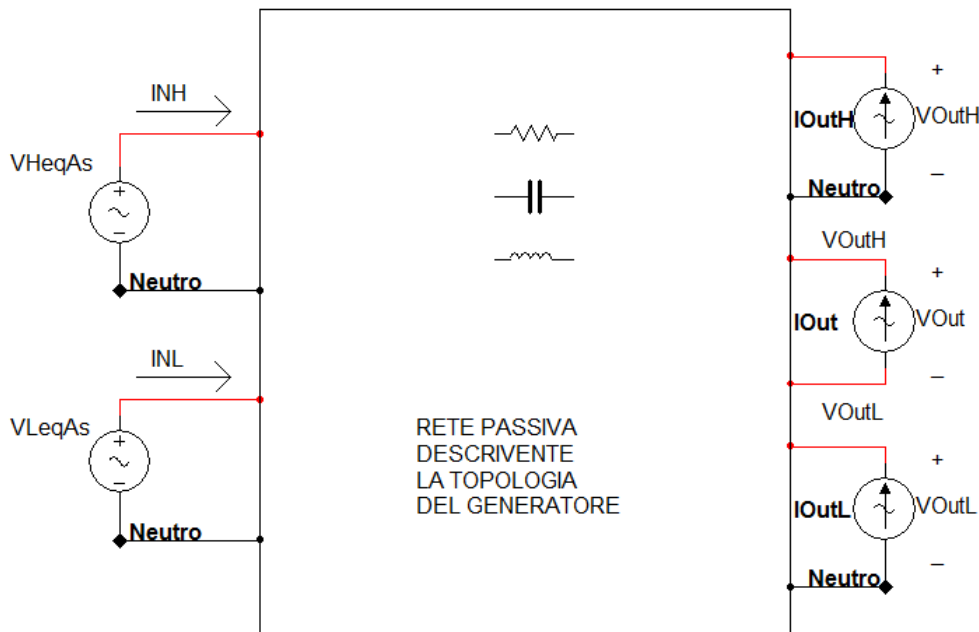


Figura 2.2: Rete elettrica dove sono state evidenziate le porte delle quali interessa calcolare le funzioni di trasferimento.

Si procede calcolando le funzioni di trasferimento tra gli ingressi (I_{Out} , V_{HeqAs} , V_{LeqAs} , I_{OutH} e

I_{OutL}) e le uscite (V_{Out} , I_{NH} , I_{NL} , V_{OutH} e V_{OutL}). Essendo la rete lineare, le uscite sono funzioni lineari degli ingressi, pertanto:

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{\text{Out}} = f_{V_{\text{Out}}}(V_{\text{HeqAs}}, V_{\text{LeqAs}}, I_{\text{Out}}, I_{\text{OutH}}, I_{\text{OutL}}) \\ \quad = K_{V_{\text{Out}}V_{\text{HeqAs}}}(s)V_{\text{HeqAs}} + K_{V_{\text{Out}}V_{\text{LeqAs}}}(s)V_{\text{LeqAs}} + K_{V_{\text{Out}}I_{\text{Out}}}(s)I_{\text{Out}} + K_{V_{\text{Out}}I_{\text{OutH}}}(s)I_{\text{OutH}} + K_{V_{\text{Out}}I_{\text{OutL}}}(s)I_{\text{OutL}} \\ I_{\text{NH}} = f_{I_{\text{NH}}}(V_{\text{HeqAs}}, V_{\text{LeqAs}}, I_{\text{Out}}, I_{\text{OutH}}, I_{\text{OutL}}) \\ \quad = K_{I_{\text{NH}}V_{\text{HeqAs}}}(s)V_{\text{HeqAs}} + K_{I_{\text{NH}}V_{\text{LeqAs}}}(s)V_{\text{LeqAs}} + K_{I_{\text{NH}}I_{\text{Out}}}(s)I_{\text{Out}} + K_{I_{\text{NH}}I_{\text{OutH}}}(s)I_{\text{OutH}} + K_{I_{\text{NH}}I_{\text{OutL}}}(s)I_{\text{OutL}} \\ I_{\text{NL}} = f_{I_{\text{NL}}}(V_{\text{HeqAs}}, V_{\text{LeqAs}}, I_{\text{Out}}, I_{\text{OutH}}, I_{\text{OutL}}) \\ \quad = K_{I_{\text{NL}}V_{\text{HeqAs}}}(s)V_{\text{HeqAs}} + K_{I_{\text{NL}}V_{\text{LeqAs}}}(s)V_{\text{LeqAs}} + K_{I_{\text{NL}}I_{\text{Out}}}(s)I_{\text{Out}} + K_{I_{\text{NL}}I_{\text{OutH}}}(s)I_{\text{OutH}} + K_{I_{\text{NL}}I_{\text{OutL}}}(s)I_{\text{OutL}} \\ V_{\text{OutH}} = f_{V_{\text{OutH}}}(V_{\text{HeqAs}}, V_{\text{LeqAs}}, I_{\text{Out}}, I_{\text{OutH}}, I_{\text{OutL}}) \\ \quad = K_{V_{\text{OutH}}V_{\text{HeqAs}}}(s)V_{\text{HeqAs}} + K_{V_{\text{OutH}}V_{\text{LeqAs}}}(s)V_{\text{LeqAs}} + K_{V_{\text{OutH}}I_{\text{Out}}}(s)I_{\text{Out}} + K_{V_{\text{OutH}}I_{\text{OutH}}}(s)I_{\text{OutH}} + K_{V_{\text{OutH}}I_{\text{OutL}}}(s)I_{\text{OutL}} \\ V_{\text{OutL}} = f_{V_{\text{OutL}}}(V_{\text{HeqAs}}, V_{\text{LeqAs}}, I_{\text{Out}}, I_{\text{OutH}}, I_{\text{OutL}}) \\ \quad = K_{V_{\text{OutL}}V_{\text{HeqAs}}}(s)V_{\text{HeqAs}} + K_{V_{\text{OutL}}V_{\text{LeqAs}}}(s)V_{\text{LeqAs}} + K_{V_{\text{OutL}}I_{\text{Out}}}(s)I_{\text{Out}} + K_{V_{\text{OutL}}I_{\text{OutH}}}(s)I_{\text{OutH}} + K_{V_{\text{OutL}}I_{\text{OutL}}}(s)I_{\text{OutL}} \\ I_{\text{CH}} = f_{I_{\text{CH}}}(V_{\text{HeqAs}}, V_{\text{LeqAs}}, I_{\text{Out}}, I_{\text{OutH}}, I_{\text{OutL}}) \\ \quad = K_{I_{\text{CH}}V_{\text{HeqAs}}}(s)V_{\text{HeqAs}} + K_{I_{\text{CH}}V_{\text{LeqAs}}}(s)V_{\text{LeqAs}} + K_{I_{\text{CH}}I_{\text{Out}}}(s)I_{\text{Out}} + K_{I_{\text{CH}}I_{\text{OutH}}}(s)I_{\text{OutH}} + K_{I_{\text{CH}}I_{\text{OutL}}}(s)I_{\text{OutL}} \\ I_{\text{CL}} = f_{I_{\text{CL}}}(V_{\text{HeqAs}}, V_{\text{LeqAs}}, I_{\text{Out}}, I_{\text{OutH}}, I_{\text{OutL}}) \\ \quad = K_{I_{\text{CL}}V_{\text{HeqAs}}}(s)V_{\text{HeqAs}} + K_{I_{\text{CL}}V_{\text{LeqAs}}}(s)V_{\text{LeqAs}} + K_{I_{\text{CL}}I_{\text{Out}}}(s)I_{\text{Out}} + K_{I_{\text{CL}}I_{\text{OutH}}}(s)I_{\text{OutH}} + K_{I_{\text{CL}}I_{\text{OutL}}}(s)I_{\text{OutL}} \end{array} \right. \quad (2.1)$$

Alle equazioni che descrivono il sistema come una rete passiva vista dalle porte descritte, si sono aggiunte quelle che descrivono l'andamento delle correnti sulle capacità del filtro di potenza ($Z_{C_{\text{OutH}}}$ e $Z_{C_{\text{OutL}}}$)¹.

Usando la (2.2) si può esprimere la (2.1) in forma matriciale come:

$$\begin{aligned} \overrightarrow{\text{Out}}_{\text{Top}} &= K_{\text{Top}}(s) \overrightarrow{\text{In}}_{\text{Top}} \\ K_{\text{Top}}(s) &= \begin{pmatrix} K_{V_{\text{Out}}I_{\text{Out}}} & K_{V_{\text{Out}}V_{\text{HeqAs}}} & K_{V_{\text{Out}}V_{\text{LeqAs}}} & K_{V_{\text{Out}}I_{\text{OutH}}} & K_{V_{\text{Out}}I_{\text{OutL}}} \\ K_{I_{\text{NH}}I_{\text{Out}}} & K_{I_{\text{NH}}V_{\text{HeqAs}}} & K_{I_{\text{NH}}V_{\text{LeqAs}}} & K_{I_{\text{NH}}I_{\text{OutH}}} & K_{I_{\text{NH}}I_{\text{OutL}}} \\ K_{I_{\text{NL}}I_{\text{Out}}} & K_{I_{\text{NL}}V_{\text{HeqAs}}} & K_{I_{\text{NL}}V_{\text{LeqAs}}} & K_{I_{\text{NL}}I_{\text{OutH}}} & K_{I_{\text{NL}}I_{\text{OutL}}} \\ K_{V_{\text{OutH}}I_{\text{Out}}} & K_{V_{\text{OutH}}V_{\text{HeqAs}}} & K_{V_{\text{OutH}}V_{\text{LeqAs}}} & K_{V_{\text{OutH}}I_{\text{OutH}}} & K_{V_{\text{OutH}}I_{\text{OutL}}} \\ K_{V_{\text{OutL}}I_{\text{Out}}} & K_{V_{\text{OutL}}V_{\text{HeqAs}}} & K_{V_{\text{OutL}}V_{\text{LeqAs}}} & K_{V_{\text{OutL}}I_{\text{OutH}}} & K_{V_{\text{OutL}}I_{\text{OutL}}} \\ K_{I_{\text{CH}}I_{\text{Out}}} & K_{I_{\text{CH}}V_{\text{HeqAs}}} & K_{I_{\text{CH}}V_{\text{LeqAs}}} & K_{I_{\text{CH}}I_{\text{OutH}}} & K_{I_{\text{CH}}I_{\text{OutL}}} \\ K_{I_{\text{CL}}I_{\text{Out}}} & K_{I_{\text{CL}}V_{\text{HeqAs}}} & K_{I_{\text{CL}}V_{\text{LeqAs}}} & K_{I_{\text{CL}}I_{\text{OutH}}} & K_{I_{\text{CL}}I_{\text{OutL}}} \end{pmatrix} \\ \overrightarrow{\text{In}}_{\text{Top}} &= \begin{pmatrix} I_{\text{Out}} \\ V_{\text{HeqAs}} \\ V_{\text{LeqAs}} \\ I_{\text{OutH}} \\ I_{\text{OutL}} \end{pmatrix} \quad \overrightarrow{\text{Out}}_{\text{Top}} = \begin{pmatrix} V_{\text{Out}} \\ I_{\text{NH}} \\ I_{\text{NL}} \\ V_{\text{OutH}} \\ V_{\text{OutL}} \\ I_{\text{CH}} \\ I_{\text{CL}} \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (2.2)$$

Gli elementi della matrice $K_{\text{Top}}(s)$ si calcolano andando a fare l'analisi del circuito di Fig. 2.3 con la sovrapposizione degli effetti.

¹Le correnti I_{CH} e I_{CL} sono utili per la progettazione del filtro perchè il rumore sulla tensione di uscita è direttamente collegato alla corrente che scorre sulle capacità del filtro di potenza dalla relazione $V_{\text{Out}} = Z_{C_{\text{OutH}}}I_{\text{CH}} - Z_{C_{\text{OutL}}}I_{\text{CL}}$.

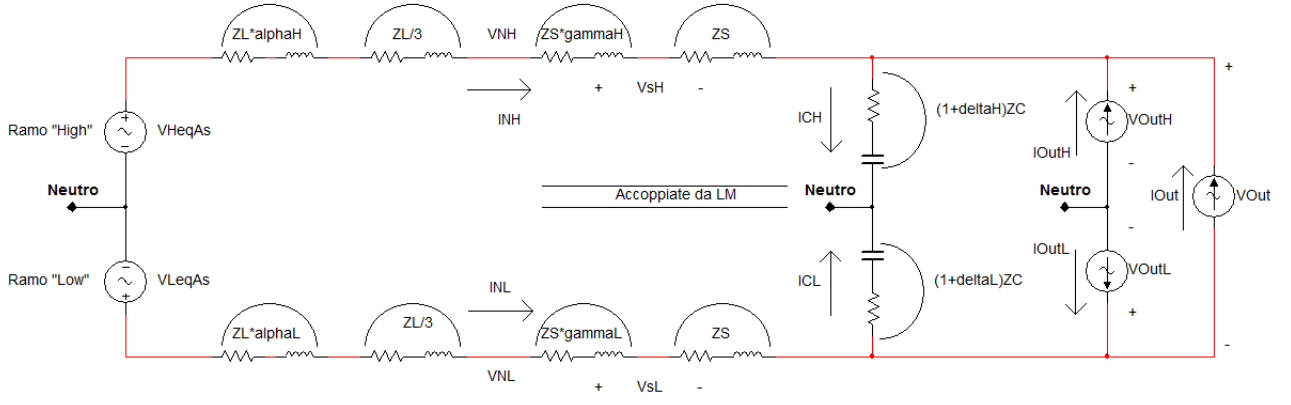


Figura 2.3: Schema elettrico di riferimento per il calcolo della matrice $K_{Top}(s)$

Sfruttando parte dei conti già effettuati per le tensioni V_{OutH} e V_{OutL} , si calcolano alcune delle FdT :

$$\begin{cases} K_{V_{Out}V_{HeqAs}}(s) = W_{V_{OutH}V_{HeqAs}} - W_{V_{OutL}V_{HeqAs}} \\ K_{V_{Out}V_{LeqAs}}(s) = - \left(W_{V_{OutL}V_{LeqAs}} - W_{V_{OutH}V_{LeqAs}} \right) \\ K_{V_{Out}I_{Out}}(s) = W_{V_{OutH}I_{Out}} - W_{V_{OutL}I_{Out}} \\ K_{V_{Out}I_{OutH}}(s) = (1 + \delta_H)Z_C - \frac{(1+\delta_H)Z_C^2 \left\{ (1+\delta_H) \left[\left(\frac{1}{3} + \alpha_L \right) Z_L + (1+\gamma_L)Z_{LS} + (1+\delta_L)Z_C \right] - (1+\delta_L)Z_M \right\}}{Den(s)} \\ K_{V_{Out}I_{OutL}}(s) = -(1 + \delta_L)Z_C + \frac{(1+\delta_L)Z_C^2 \left\{ (1+\delta_L) \left[\left(\frac{1}{3} + \alpha_H \right) Z_L + (1+\gamma_H)Z_{LS} + (1+\delta_H)Z_C \right] - (1+\delta_H)Z_M \right\}}{Den(s)} \end{cases}$$

$$\begin{cases} K_{I_{NH}V_{HeqAs}}(s) = \frac{W_{V_{OutH}V_{HeqAs}}}{(1+\delta_H)Z_C} \\ K_{I_{NH}V_{LeqAs}}(s) = \frac{W_{V_{OutH}V_{LeqAs}}}{(1+\delta_H)Z_C} \\ K_{I_{NH}I_{Out}}(s) = \frac{W_{V_{OutH}I_{Out}}}{(1+\delta_H)Z_C} - 1 \\ K_{I_{NH}I_{OutH}}(s) = - \frac{(1+\delta_H)Z_C \left[\left(\frac{1}{3} + \alpha_L \right) Z_L + (1+\gamma_L)Z_{LS} + (1+\delta_L)Z_C \right]}{Den(s)} \\ K_{I_{NH}I_{OutL}}(s) = \frac{(1+\delta_L)Z_C Z_M}{Den(s)} \end{cases}$$

$$\begin{cases} K_{I_{NL}V_{LeqAs}}(s) = \frac{W_{V_{OutL}V_{LeqAs}}}{(1+\delta_L)Z_C} \\ K_{I_{NL}V_{HeqAs}}(s) = \frac{W_{V_{OutL}V_{HeqAs}}}{(1+\delta_L)Z_C} \\ K_{I_{NL}I_{Out}}(s) = \frac{W_{V_{OutL}I_{Out}}}{(1+\delta_L)Z_C} + 1 \\ K_{I_{NL}I_{OutL}}(s) = - \frac{(1+\delta_L)Z_C \left[\left(\frac{1}{3} + \alpha_H \right) Z_L + (1+\gamma_H)Z_{LS} + (1+\delta_H)Z_C \right]}{Den(s)} \\ K_{I_{NL}I_{OutH}}(s) = \frac{(1+\delta_H)Z_C Z_M}{Den(s)} \end{cases}$$

Sostituendo le FdT calcolate in (1.8) e (1.9) si ottengono le Eq. (2.3).

$$\begin{cases}
K_{V_{\text{Out}}V_{\text{HeqAs}}}(s) = \frac{(1+\delta_H)Z_C \left[\left(\frac{1}{3}+\alpha_L\right)Z_L + (1+\gamma_L)Z_{LS} + (1+\delta_L)Z_C + \frac{(1+\delta_L)}{(1+\delta_H)}Z_M \right]}{Den(s)} \\
K_{V_{\text{Out}}V_{\text{LeqAs}}}(s) = -\frac{(1+\delta_L)Z_C \left[\left(\frac{1}{3}+\alpha_H\right)Z_L + (1+\gamma_H)Z_{LS} + (1+\delta_H)Z_C + \frac{(1+\delta_H)}{(1+\delta_L)}Z_M \right]}{Den(s)} \\
K_{V_{\text{Out}}I_{\text{Out}}}(s) = Z_C [(1+\delta_H) + (1+\delta_L)] - \frac{2(1+\delta_H)(1+\delta_L)Z_M Z_C^2}{Den(s)} \\
\quad - Z_C \left[\frac{Z_C(1+\delta_L)^2 \left[\left(\frac{1}{3}+\alpha_H\right)Z_L + (1+\gamma_H)Z_{LS} + (1+\delta_H)Z_C \right]}{Den(s)} \right] \\
\quad - Z_C \left[\frac{Z_C(1+\delta_H)^2 \left[\left(\frac{1}{3}+\alpha_L\right)Z_L + (1+\gamma_L)Z_{LS} + (1+\delta_L)Z_C \right]}{Den(s)} \right] \\
K_{V_{\text{Out}}I_{\text{OutH}}}(s) = (1+\delta_H)Z_C - \frac{(1+\delta_H)Z_C^2 \left\{ (1+\delta_H) \left[\left(\frac{1}{3}+\alpha_L\right)Z_L + (1+\gamma_L)Z_{LS} + (1+\delta_L)Z_C \right] - (1+\delta_L)Z_M \right\}}{Den(s)} \\
K_{V_{\text{Out}}I_{\text{OutL}}}(s) = -(1+\delta_L)Z_C + \frac{(1+\delta_L)Z_C^2 \left\{ (1+\delta_L) \left[\left(\frac{1}{3}+\alpha_H\right)Z_L + (1+\gamma_H)Z_{LS} + (1+\delta_H)Z_C \right] - (1+\delta_H)Z_M \right\}}{Den(s)}
\end{cases} \quad (2.3)$$

$$\begin{cases}
K_{I_{\text{NH}}V_{\text{HeqAs}}}(s) = \frac{\left[\left(\frac{1}{3}+\alpha_L\right)Z_L + (1+\gamma_L)Z_{LS} + (1+\delta_L)Z_C \right]}{Den(s)} \\
K_{I_{\text{NH}}V_{\text{LeqAs}}}(s) = -\frac{Z_M}{Den(s)} \\
K_{I_{\text{NH}}I_{\text{Out}}}(s) = -Z_C \frac{\left\{ (1+\delta_H) \left[\left(\frac{1}{3}+\alpha_L\right)Z_L + (1+\gamma_L)Z_{LS} + (1+\delta_L)Z_C \right] + (1+\delta_L)Z_M \right\}}{Den(s)} \\
K_{I_{\text{NH}}I_{\text{OutH}}}(s) = -\frac{(1+\delta_H)Z_C \left[\left(\frac{1}{3}+\alpha_L\right)Z_L + (1+\gamma_L)Z_{LS} + (1+\delta_L)Z_C \right]}{Den(s)} \\
K_{I_{\text{NH}}I_{\text{OutL}}}(s) = \frac{(1+\delta_L)Z_C Z_M}{Den(s)}
\end{cases}$$

$$\begin{cases}
K_{I_{\text{NL}}V_{\text{LeqAs}}}(s) = \frac{\left[\left(\frac{1}{3}+\alpha_H\right)Z_L + (1+\gamma_H)Z_{LS} + (1+\delta_H)Z_C \right]}{Den(s)} \\
K_{I_{\text{NL}}V_{\text{HeqAs}}}(s) = -\frac{Z_M}{Den(s)} \\
K_{I_{\text{NL}}I_{\text{Out}}}(s) = Z_C \frac{\left\{ (1+\delta_H)Z_M + (1+\delta_L) \left[\left(\frac{1}{3}+\alpha_H\right)Z_L + (1+\gamma_H)Z_{LS} + (1+\delta_H)Z_C \right] \right\}}{Den(s)} \\
K_{I_{\text{NL}}I_{\text{OutH}}}(s) = -\frac{(1+\delta_L)Z_C \left[\left(\frac{1}{3}+\alpha_L\right)Z_L + (1+\gamma_L)Z_{LS} + (1+\delta_L)Z_C \right]}{Den(s)} \\
K_{I_{\text{NL}}I_{\text{OutL}}}(s) = \frac{(1+\delta_H)Z_C Z_M}{Den(s)}
\end{cases}$$

Le FdT riguardanti I_{CH} , I_{CL} , V_{OutH} e V_{OutL} si ottengono usando la (2.3); dal circuito di Fig. 2.3 si calcola:

$$\begin{cases}
I_{\text{CH}} = I_{\text{NH}} + I_{\text{OutH}} + I_{\text{Out}} \\
\quad = K_{I_{\text{NH}}V_{\text{HeqAs}}}(s)V_{\text{HeqAs}} + K_{I_{\text{NH}}V_{\text{LeqAs}}}(s)V_{\text{LeqAs}} \\
\quad + [K_{I_{\text{NH}}I_{\text{OutH}}}(s) + 1] I_{\text{OutH}} + K_{I_{\text{NH}}I_{\text{OutL}}}(s)I_{\text{OutH}} + [K_{I_{\text{NH}}I_{\text{Out}}}(s) + 1] I_{\text{Out}} \\
I_{\text{CL}} = I_{\text{NL}} + I_{\text{OutL}} - I_{\text{Out}} \\
\quad = K_{I_{\text{NL}}V_{\text{HeqAs}}}(s)V_{\text{HeqAs}} + K_{I_{\text{NL}}V_{\text{LeqAs}}}(s)V_{\text{LeqAs}} \\
\quad + [K_{I_{\text{NL}}I_{\text{OutL}}}(s) + 1] I_{\text{OutL}} + K_{I_{\text{NL}}I_{\text{OutH}}}(s)I_{\text{OutH}} + [K_{I_{\text{NL}}I_{\text{Out}}}(s) - 1] I_{\text{Out}} \\
V_{\text{OutH}} = (1+\delta_H)Z_C I_{\text{CH}} \\
V_{\text{OutL}} = (1+\delta_L)Z_C I_{\text{CL}}
\end{cases}$$

quindi si ottiene la (2.4)

$$\begin{aligned}
 & \begin{cases} K_{I_{CH}V_{HeqAs}}(s) = K_{I_{NH}V_{HeqAs}}(s) \\ K_{I_{CH}V_{LeqAs}}(s) = K_{I_{NH}V_{LeqAs}}(s) \\ K_{I_{CH}I_{Out}}(s) = K_{I_{NH}I_{Out}}(s) + 1 \\ K_{I_{CH}I_{OutH}}(s) = K_{I_{NH}I_{OutH}}(s) + 1 \\ K_{I_{CH}I_{OutL}}(s) = K_{I_{NH}I_{OutL}}(s) \end{cases} \quad \begin{cases} K_{V_{OutH}V_{HeqAs}}(s) = (1 + \delta_H)Z_C K_{I_{CH}V_{HeqAs}}(s) \\ K_{V_{OutH}V_{LeqAs}}(s) = (1 + \delta_H)Z_C K_{I_{CH}V_{LeqAs}}(s) \\ K_{V_{OutH}I_{Out}}(s) = (1 + \delta_H)Z_C K_{I_{CH}I_{Out}}(s) \\ K_{V_{OutH}I_{OutH}}(s) = (1 + \delta_H)Z_C K_{I_{CH}I_{OutH}}(s) \\ K_{V_{OutH}I_{OutL}}(s) = (1 + \delta_H)Z_C K_{I_{CH}I_{OutL}}(s) \end{cases} \\
 & \begin{cases} K_{I_{CL}V_{LeqAs}}(s) = K_{I_{NL}V_{LeqAs}}(s) \\ K_{I_{CL}V_{HeqAs}}(s) = K_{I_{NL}V_{HeqAs}}(s) \\ K_{I_{CL}I_{Out}}(s) = K_{I_{CL}I_{Out}}(s) - 1 \\ K_{I_{CL}I_{OutL}}(s) = K_{I_{NL}I_{OutL}}(s) + 1 \\ K_{I_{CL}I_{OutH}}(s) = K_{I_{NL}I_{OutH}}(s) \end{cases} \quad \begin{cases} K_{V_{OutL}V_{LeqAs}}(s) = (1 + \delta_L)Z_C K_{I_{CL}V_{LeqAs}}(s) \\ K_{V_{OutL}V_{HeqAs}}(s) = (1 + \delta_L)Z_C K_{I_{CL}V_{HeqAs}}(s) \\ K_{V_{OutL}I_{Out}}(s) = (1 + \delta_L)Z_C K_{I_{CL}I_{Out}}(s) \\ K_{V_{OutL}I_{OutL}}(s) = (1 + \delta_L)Z_C K_{I_{CL}I_{OutL}}(s) \\ K_{V_{OutL}I_{OutH}}(s) = (1 + \delta_L)Z_C K_{I_{CL}I_{OutH}}(s) \end{cases}
 \end{aligned} \tag{2.4}$$

Calcolate le funzioni di trasferimento si ricostruisce lo schema a blocchi corrispondente alle Eq. (2.1), ottenendo lo schema di Fig. 2.5 dove sono state aggiunte le uscite I_{CH} , I_{CL} , V_{OutH} e V_{OutL} , utilizzando operazioni algebriche.

$K_{Top}(s)$ descritta nella (2.2) rappresenta la matrice di trasferimento ingresso uscita tra le

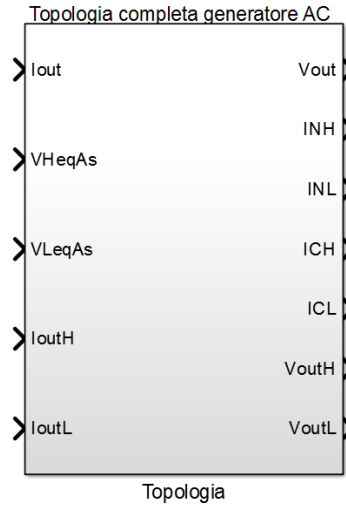


Figura 2.4: Schema a blocchi rappresentante la topologia del generatore AC le cui relazioni ingresso uscita sono descritte dalla matrice $K_{Top}(s)$.

varie grandezze, considerando come ingressi il vettore $\vec{In}_{Top}$ e uscite il vettore $\vec{Out}_{Top}$. Si è così ricostruito il blocco di Fig. 2.4 che rappresenta la topologia del generatore AC tenendo conto di asimmetrie ed elementi parassiti, nel quale sono presenti tutte le grandezze di interesse.

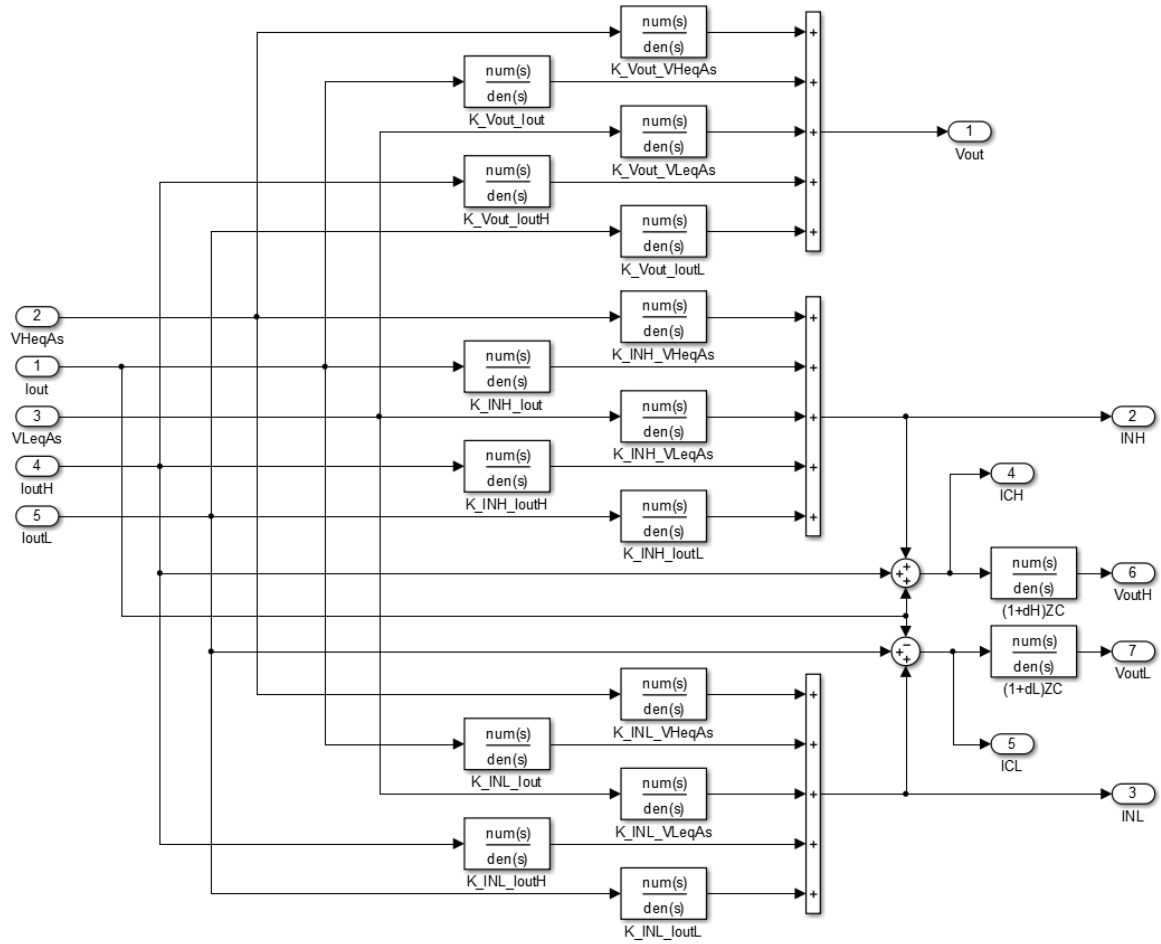


Figura 2.5: Schema a blocchi ottenuto dalla topologia del generatore AC; le funzioni di trasferimento includono asimmetrie e parametri parassiti.

2.1.2 Schema a blocchi rappresentante il sistema di *feedback* dell'apparato

Si prosegue l'implementazione di un modello completo per il generatore AC creando un sistema di retroazione, il quale serve a valutare l'effetto della presenza del filtro attivo sulla stabilità del generatore AC. Per poter fare ciò è prima necessario porre delle ipotesi, il generatore reale possiede infatti un complesso sistema di *feedback* la cui realizzazione non è nota nei dettagli e per poter procedere vengono quindi fissate delle condizioni sull'ipotetico metodo di controllo dell'apparato.

Le ipotesi adottate sono:

- esiste un solo *feedback* della tensione di uscita V_{Out} ;
- tutti i guadagni tra l'errore ricavato dall'anello di *feedback* e le tensioni generate da V_{HeqAs} e V_{LeqAs} sono inglobati in un unico blocco ($\text{Gain}(s)$).

Usando il blocco che rappresenta la topologia e osservando le ipotesi fatte, si ottiene lo schema di Fig. 2.6 la cui struttura è simile a quella qualitativa di Fig. 2.1 ma semplificata; la matrice di *feedback* diviene infatti un'unica funzione di trasferimento ($\text{BetaVout}(s)$), così come il riferimento passa dall'essere un vettore di segnali ad un unico segnale ($X_{\text{ref}}(t)$). Qualche considerazione in più va fatta per il blocco Gain il quale ha due uscite ed un ingresso ed ha quindi due funzioni di trasferimento $K_{V_{\text{HeqAs}}\text{Err}}(s) = \frac{V_{\text{HeqAs}}}{\text{Err}}$ e $K_{V_{\text{LeqAs}}\text{Err}}(s) = \frac{V_{\text{LeqAs}}}{\text{Err}}$. La (2.5) descrive le relazioni ingresso/uscite di $\text{Gain}(s)$ in modo matriciale.

$$\begin{aligned} \vec{K}_{\text{Gain}}(s) &= \begin{pmatrix} K_{V_{\text{HeqAs}}\text{Err}} \\ K_{V_{\text{LeqAs}}\text{Err}} \end{pmatrix} & \vec{\text{Out}}_{\text{Gain}} &= \vec{K}_{\text{Gain}}(s) \text{Err} \\ \vec{\text{Out}}_{\text{Gain}} &= \begin{pmatrix} V_{\text{HeqAs}} \\ V_{\text{LeqAs}} \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (2.5)$$

Gain include il guadagno di linearizzazione della *PWM*, l'amplificazione dell'errore $\text{Err}(t)$ e i limiti di banda del generatore AC; inoltre tale blocco controlla i generatori V_{HeqAs} , V_{LeqAs} e nasconde il controllo differenziale di cui il generatore AC si può pensare faccia uso nella realtà, rendendo più semplice il modello.

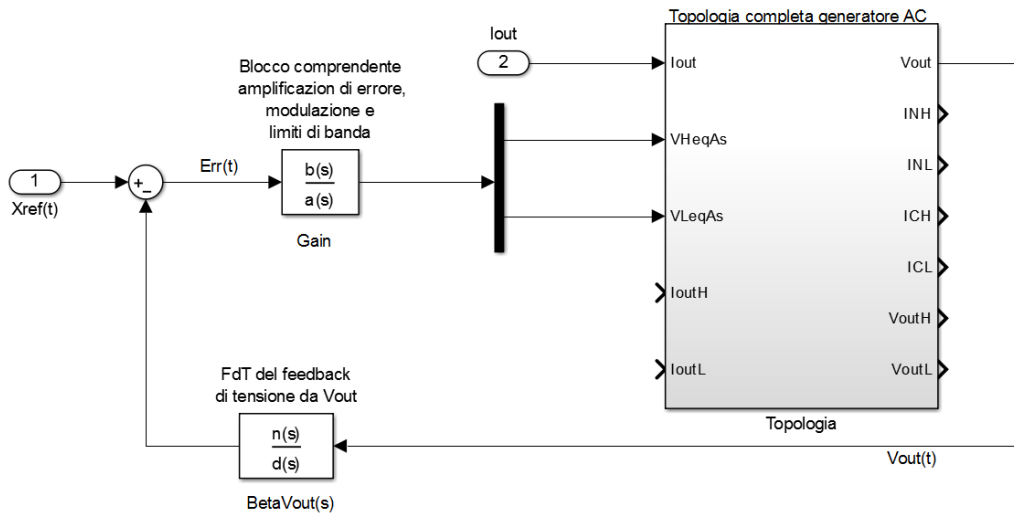


Figura 2.6: Schema a blocchi completo del generatore AC sotto le ipotesi di funzionamento fatte.

2.1.3 Analisi dell'influsso del carico sul guadagno d'anello del modello creato

Osservando il modello di Fig. 2.6 è importante notare che in seguito all'applicazione di sistemi di retroazione tra le uscite del blocco *Topologia* e gli ingressi in corrente I_{Out} , I_{OutH} , I_{OutL} , si ha un'alterazione del guadagno d'anello del *feedback* di tensione. E' possibile dimostrare quanto affermato in modo analitico andando a calcolare il guadagno d'anello del *loop* di retroazione del modello creato nei casi in cui $I_{\text{Out}} = I_{\text{OutH}} = I_{\text{OutL}} = 0$ e $I_{\text{Out}} \neq 0$, $I_{\text{OutH}} \neq 0$, $I_{\text{OutL}} \neq 0$.

$$I_{\text{Out}} = I_{\text{OutH}} = I_{\text{OutL}} = 0 \quad :$$

- $K_{\text{TopV}_{\text{Out}}}(s) = K_{\text{Top}[1;5]}$ ² sottomatrice delle *FdT* che contribuiscono al calcolo di V_{Out} ;

$$\bullet \quad \vec{In}_{\text{TopI}=0} = \begin{pmatrix} 0 \\ V_{\text{HeqAs}} \\ V_{\text{LeqAs}} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ K_{V_{\text{HeqAs}}\text{Err}} \\ K_{V_{\text{LeqAs}}\text{Err}} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} * \text{Err} \quad \text{vettore degli ingressi del blocco } Topologia$$

posta la condizione $I_{\text{Out}} = 0$, $I_{\text{OutH}} = 0$ e $I_{\text{OutL}} = 0$;

quindi si calcola $T_{\text{I}=0}$ guadagno d'anello del *feedback* di tensione come:

$$T_{\text{I}=0} = \text{Beta}_{V_{\text{Out}}}(s) K_{\text{TopV}_{\text{Out}}}(s) \frac{\vec{In}_{\text{TopI}=0}}{\text{Err}}$$

sviluppando i calcoli risulta l'Eq. (2.6).

$$T_{\text{I}=0} = \text{Beta}_{V_{\text{Out}}} \left(K_{V_{\text{Out}}V_{\text{HeqAs}}} K_{V_{\text{HeqAs}}\text{Err}} + K_{V_{\text{Out}}V_{\text{LeqAs}}} K_{V_{\text{LeqAs}}\text{Err}} \right) \quad (2.6)$$

$$I_{\text{Out}} \neq 0, I_{\text{OutH}} \neq 0, I_{\text{OutL}} \neq 0 \quad :$$

- $K_{\text{Top}}(s)$ matrice delle *FdT* che descrive il blocco *Topologia*;

•

$$\vec{In}_{\text{Top}} = \begin{pmatrix} I_{\text{Out}} \\ V_{\text{HeqAs}} \\ V_{\text{LeqAs}} \\ I_{\text{OutH}} \\ I_{\text{OutL}} \end{pmatrix} = \underbrace{\begin{pmatrix} f_{I_{\text{Out}}} \\ 0 \\ 0 \\ f_{I_{\text{OutH}}} \\ f_{I_{\text{OutL}}} \end{pmatrix}}_{\vec{In}_{\text{TopI} \neq 0}} + \underbrace{\begin{pmatrix} 0 \\ K_{V_{\text{HeqAs}}\text{Err}} \\ K_{V_{\text{LeqAs}}\text{Err}} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}}_{\vec{In}_{\text{TopI}=0}} * \text{Err}$$

vettore degli ingressi del blocco *Topologia*;

- $I_{\text{Out}} = f_{I_{\text{Out}}}(V_{\text{Out}}) = \vec{K}_{\text{FBI}_{\text{Out}}}^T \vec{Out}_{\text{Top}}$ sia funzione dipendente solo dalla tensione di uscita e rappresenti il carico del generatore AC ³;

²La notazione $K_{\text{pedice}[n;m]}$ indica che la matrice contiene n righe e m colonne della matrice K_{pedice} ; nel caso considerato $K_{\text{TopV}_{\text{Out}}}(s)$ contiene la prima riga della matrice K_{Top} ossia solo le *FdT* interessate al calcolo di V_{Out} .

³Dovendo I_{Out} dipendere solo da V_{Out} si ha $\vec{K}_{\text{FBI}_{\text{Out}}} = \begin{pmatrix} K_{\text{FBI}_{\text{Out}}} \\ \vec{0} \end{pmatrix}$

•

$$\begin{aligned} I_{\text{OutH}} &= f_{I_{\text{OutH}}}(V_{\text{Out}}, I_{\text{NH}}, I_{\text{NL}}, I_{\text{CH}}, I_{\text{CL}}, V_{\text{OutH}}, V_{\text{OutL}}) = \vec{K}_{\text{FBIOutH}}^\top \vec{Out}_{\text{Top}} \\ I_{\text{OutL}} &= f_{I_{\text{OutL}}}(V_{\text{Out}}, I_{\text{NH}}, I_{\text{NL}}, I_{\text{CH}}, I_{\text{CL}}, V_{\text{OutH}}, V_{\text{OutL}}) = \vec{K}_{\text{FBIOutL}}^\top \vec{Out}_{\text{Top}} \end{aligned}$$

siano funzioni lineari delle uscite del blocco *Topologia*⁴;

•

$$K_{\text{FBI}}(s) = \begin{pmatrix} \vec{K}_{\text{FBIOut}}^\top \\ 0 \\ 0 \\ \vec{K}_{\text{FBIOutH}}^\top \\ \vec{K}_{\text{FBIOutL}}^\top \end{pmatrix}$$

sia la matrice di *feedback* che produce i valori delle correnti I_{Out} , I_{OutH} e I_{OutL} in funzione delle uscite del blocco *Topologia*;

Con le definizioni date si calcola essere⁵:

$$V_{\text{Out}} = I_{[1,7]}^\top \left(I_{[7]} - K_{\text{Top}}(s) K_{\text{FBI}}(s) \right)^{-1} K_{\text{Top}}(s) \vec{In}_{\text{TopI}=0}$$

e quindi $T(s)$ guadagno d'anello del *feedback* di tensione quando $I_{\text{Out}} \neq 0$, $I_{\text{OutH}} \neq 0$, $I_{\text{OutL}} \neq 0$ diventa:

$$T(s) = \text{Beta}_{V_{\text{Out}}}(s) I_{[1,7]}^\top \left(I_{[7]} - K_{\text{Top}}(s) K_{\text{FBI}}(s) \right)^{-1} K_{\text{Top}}(s) \frac{\vec{In}_{\text{TopIOut}=0}(s)}{\text{Err}}$$

Scomponendo $T(s) = T_{I=0} + T_{I \neq 0}$ si ottiene l'Eq. (2.7).

$$\begin{aligned} T(s) &= \overbrace{\text{Beta}_{V_{\text{Out}}}(s) \left(K_{V_{\text{Out}} V_{\text{HeqAs}}} K_{V_{\text{HeqAs}} \text{Err}} + K_{V_{\text{Out}} V_{\text{LeqAs}}} K_{V_{\text{LeqAs}} \text{Err}} \right)}^{T_{I=0}(s)} \\ &\quad + \underbrace{\text{Beta}_{V_{\text{Out}}}(s) I_{[1,7]}^\top \left[\left(I_{[7]} - K_{\text{Top}}(s) K_{\text{FBI}}(s) \right)^{-1} - I_{[7]} \right] K_{\text{Top}}(s) \frac{\vec{In}_{\text{TopIOut}=0}(s)}{\text{Err}}}_{T_{I \neq 0}} \end{aligned} \quad (2.7)$$

I guadagni d'anello delle (2.6) e (2.7) differiscono per il termine $T_{I \neq 0}(s)$; se il generatore AC a vuoto ($I_{\text{Out}} = I_{\text{OutH}} = I_{\text{OutL}} = 0$) risulta stabile, al variare della matrice $K_{\text{FBI}}(s)$ vi può essere una alterazione significativa del guadagno d'anello che può comportare anche l'avvolgimento del punto $(-1, 0)$ del diagramma di *Nyquist* del *loop gain* nel piano complesso e quindi l'instabilità del sistema.

La stessa analisi si ripete in modo analogo per qualunque grandezza di uscita usata dal sistema di retroazione del generatore AC e risulta così valida anche al di fuori delle ipotesi del modello con un solo *feedback* di tensione; l'inserimento di un carico o la presenza del filtro attivo alterano gli ingressi I_{Out} , I_{OutH} , I_{OutL} comportando la necessità di studiare la stabilità del sistema e adottare misure di correzione e stabilizzazione.

⁴ $f_{I_{\text{OutH}}}$ e $f_{I_{\text{OutL}}}$ rappresentano il filtro attivo che si sta progettando oppure un'impedenza connessa tra l'uscita ed il neutro.

⁵Nell'ipotesi che $(I_{[7]} - K_{\text{Top}}(s) K_{\text{FBI}}(s))$ sia invertibile, con $I_{[n]}$ matrice identità di dimensione n e $I_{[k,m]}$ sia un vettore colonna di m elementi tutti nulli eccetto il k -esimo che ha valore unitario.

2.2 Dati forniti dal produttore del generatore AC

Nella seguente sezione vengono presentati i dati reali di un generatore AC che utilizza topologia e modulazione analoghe a quelle descritte; tali informazioni sono state ottenute grazie alla collaborazione con *Elettrotest* e i dati rappresentano i parametri di progetto di uno dei generatori reali prodotto dall'azienda.

Le informazioni messe a disposizione sono presentate dividendole in due categorie; la prima riguarda i valori delle impedenze usate per il filtro di potenza del generatore e i dati di modulazione, mentre la seconda riassume i grafici rappresentanti l'andamento in frequenza di funzioni di trasferimento di interesse.

Valori ideali delle impedenze del filtro di potenza

I dati qui riportati rappresentano il valore ideale delle impedenze usate nel filtro di potenza, designati in fase di progettazione del generatore; le impedenze tengono conto degli elementi parassiti principali costituiti dalle resistenze *ESR*. I valori usati sono:

- $L = 300 \mu\text{H}$ valore ideale delle induttanze che costituiscono il carico bilanciato per i ponti H in parallelo;
- $r_L = 100 \text{ m}\Omega$ valore di resistenza parassita per le induttanze con valore ideale L ;
- $L_S = 250 \mu\text{H}$ valore ideale della auto-induttanza degli induttori mutuamente accoppiati;
- $L_M = -200 \mu\text{H}$ valore ideale della mutua-induttanza degli induttori mutuamente accoppiati, il valore è negativo perchè così si incrementa l'effetto di filtraggio sulla tensione di uscita differenziale V_{Out} ;
- $r_{L_S} = 100 \text{ m}\Omega$ valore di resistenza parassita per le auto-induttanze;
- $C_{\text{Out}} = 10 \mu\text{F}$ valore delle capacità di filtro;
- $r_{C_{\text{Out}}} = 5 \text{ m}\Omega$ valore della resistenza serie equivalente dei condensatori di filtro;
- $T_s = 50 \mu\text{s}$ periodo delle portanti usate per la generazione della *PWM*;
- $f_s = 20 \text{ kHz}$ frequenza di commutazione di un singolo interruttore;

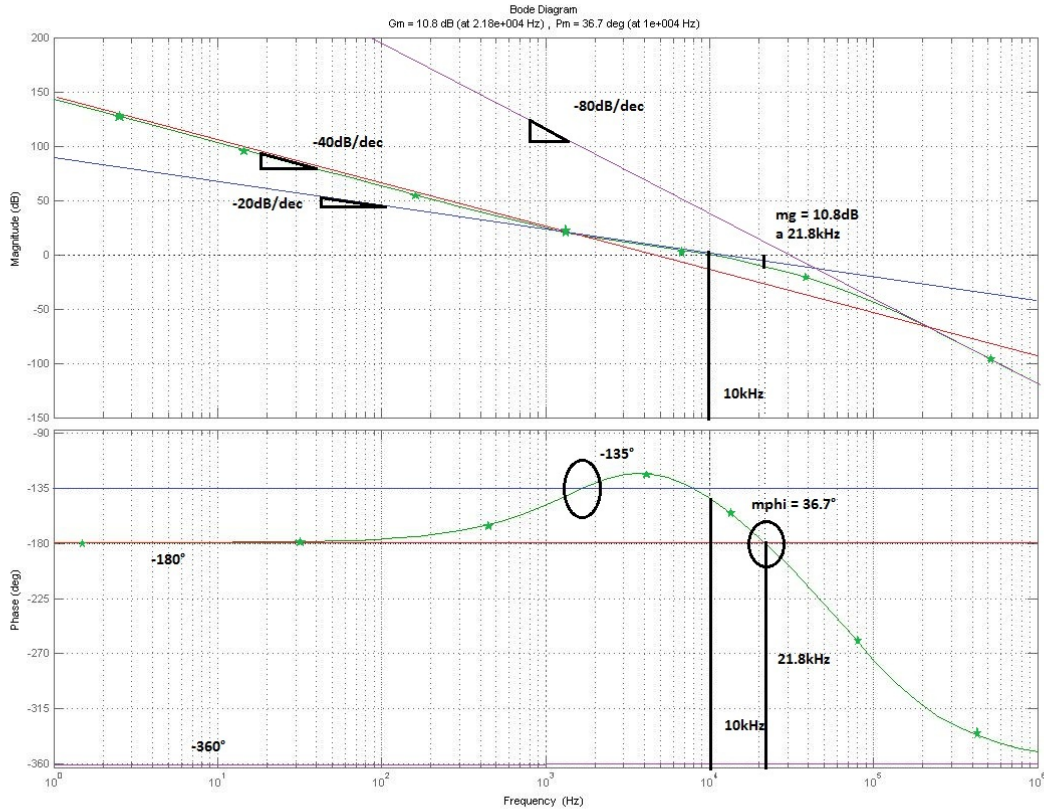
Grafici rappresentanti le funzioni di trasferimento e il guadagno d'anello calcolato a vuoto

La Fig. 2.7(a) riporta il guadagno d'anello del generatore AC calcolato a vuoto ($I_{\text{Out}} = 0$) chiamato nel seguito $T_{I=0}$; in verde (o *) è rappresentata la curva fornita da *Elettrotest* mentre tutte le altre servono a descrivere l'andamento asintotico dei vari tratti.

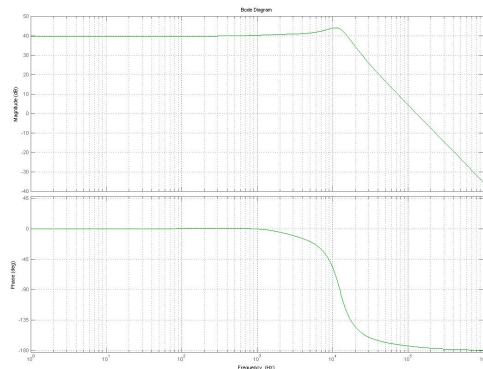
Il sistema ha un guadagno d'anello di tipo integratore moltiplicante un PI ⁶, con una banda che va dalla continua a circa 10 kHz; $T_{I=0}$ presenta una pendenza iniziale di -40 dB/dec con lo zero del PI posto una decade prima dell'attraversamento a $f_z \simeq 1.2 \text{ kHz}$ che porta ad una pendenza di -20 dB/dec il punto di intersezione con la retta a 0 dB così da aggiungere margine di fase e quindi rendere stabile il sistema. In seguito si presentano ulteriori poli che si possono ipotizzare imposti dai limiti di banda dall'implementazione reale di integratore e PI, i quali portano la pendenza a -80 dB/dec . Ne risulta un margine di fase $m_\phi = 36.7^\circ$ e un margine di guadagno $m_{\text{guad}} = 10.8 \text{ dB}$.

⁶Guadagno proporzionale integrale.

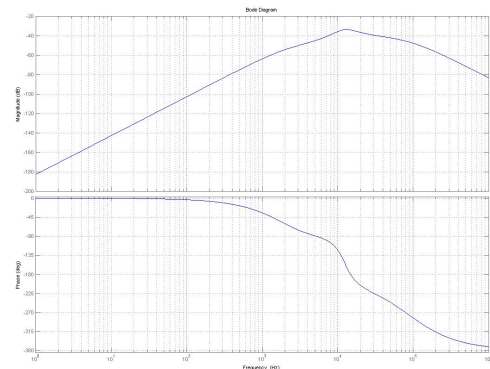
L'apparato ha la funzione di trasferimento in catena chiusa tra riferimento ed uscita V_{Out} osservabile in Fig. 2.7(b); la FdT presenta in banda un guadagno di 40 dB e inizia ad attenuare dopo una leggera sovraelongazione oltre i 10 kHz dove il guadagno d'anello $|T_{I=0}(j\omega)| < 1$. In Fig. 2.7(c) è stata riportata la FdT tra V_{Out} e il rumore generato dallo *switching* degli interruttori; si nota come il rumore risulti attenuato nella banda del sistema in modo speculare al guadagno d'anello, per poi presentare un picco al limite di banda e perdere guadagno con pendenza crescente andando ad attenuare più di 40 dB oltre la frequenza $f_s = 20$ kHz.



(a) Modulo e fase del guadagno d'anello con traccia degli andamenti



(b) Modulo e fase del guadagno in catena chiusa tra riferimento del modulatore e l'uscita

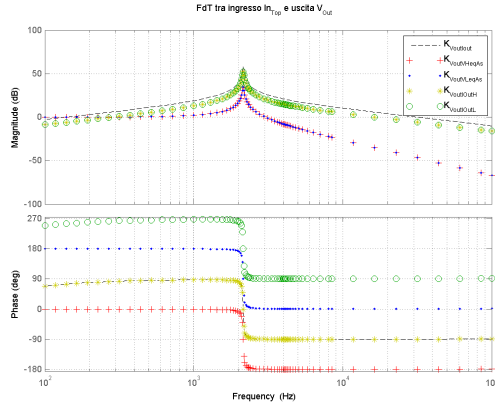


(c) Modulo e fase del guadagno in catena chiusa tra il rumore generato dagli switch e l'uscita

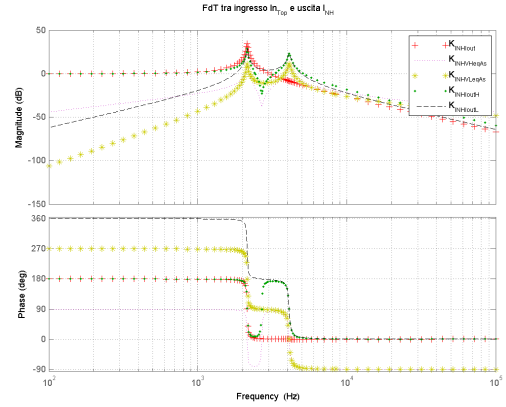
Figura 2.7: Modulo e fase del guadagno d'anello a), del sistema in catena chiusa b) e della FdT tra rumore di commutazione ed uscita c) dell'apparato progettato da *Elettrotest* in *MatLab*

2.3 Grafici delle funzioni di trasferimento del modello della topologia generati con i valori di progetto del generatore AC

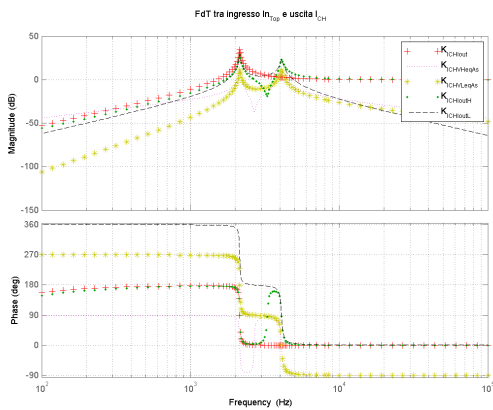
Usando il *software* di calcolo *MatLab* e i valori ideali dei componenti del filtro di potenza forniti da *Elettrotest*, si sono potute raffigurare le funzioni di trasferimento della matrice $K_{\text{Top}}(s)$. Le rappresentazioni di Fig. 2.8 sono state calcolate nell'ipotesi di simmetria tra le impedenze e servono a dare un'idea dell'andamento delle FdT in frequenza che erano state calcolate in modo analitico in precedenza; la complessità della forma analitica infatti non consente una facile interpretazione di modulo e fase delle FdT della topologia. Con i dati forniti da *Elettrotest* si osserva che la pulsazione di risonanza di $Den(s)$ genera un picco a 2.15 kHz in tutte le funzioni di trasferimento.



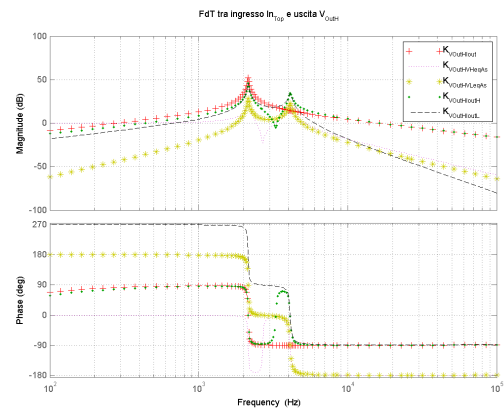
(a) FdT tra uscita V_{Out} e ingressi In_{Top} .



(b) FdT tra uscite I_{NH} e ingressi In_{Top} .



(c) FdT tra uscite I_{CH} e ingressi In_{Top} .



(d) FdT tra uscite V_{OutH} e ingressi In_{Top} .

Figura 2.8: Modulo e fase delle funzioni di trasferimento della matrice $K_{\text{Top}}(s)$ per le uscite V_{Out} , I_{NH} , I_{CH} e V_{OutH} ; per la simmetria delle impedenze le altre uscite sono duali.

2.4 Esempi simulati del rumore dovuto ad asimmetrie dei componenti della topologia senza sistemi di *feedback*

Utilizzando i dati esposti si è simulata nel dominio del tempo la topologia presentata nel Cap. 1 e si è verificata la presenza del rumore generato dalle asimmetrie; per fare ciò si è utilizzato il *software* di simulazione *PLECS* con il quale si è modellizzata la sola topologia e la modulazione precedentemente descritta senza la presenza di sistemi di retroazione o carichi ed inserendo specifiche condizioni di asimmetria. Le ipotesi sulle tensioni di alimentazione e modulazione sono le stesse fatte per il caso mostrato di modulazione sinusoidale, in cui si pone:

- $VBUS_{Pos} = +620\text{ V}$, $VBUS_{Neg} = -620\text{ V}$ riferite al *Neutro*.
- Modulante sinusoidale alla frequenza $f_M = 50\text{ Hz}$ e ampiezza $V_m = 1.63\text{ V}$, portante triangolare con periodo $T_s = 50\text{ }\mu\text{s}$ e ampiezza picco-picco $V_{P_{pp}} = 12.4\text{ V}$.

I risultati della simulazione sono riportati nelle Fig. 2.9 dove sono rappresentate le forme d'onda nel tempo delle tensioni di uscita V_{Out} , V_{CM} ed i coefficienti delle serie di *Fourier* corrispondenti alle frequenze f_s , $2f_s$ e $3f_s$. Nella Tab. 2.1 invece è stata riportata la legenda che associa per diverse asimmetrie la corrispondente curva simulata, indicando solamente i coefficienti di asimmetria non nulli. In Fig. 2.9(b) viene mostrato in dettaglio il *ripple* dovuto

Legenda	verde	rosso	marrone	blu	viola
	Ideale	$\delta_H = -0.05$	$\gamma_H = -0.2$	$\epsilon_{H1} = -0.2$	$\epsilon_{H1} = -0.2, \delta_H = -0.05$

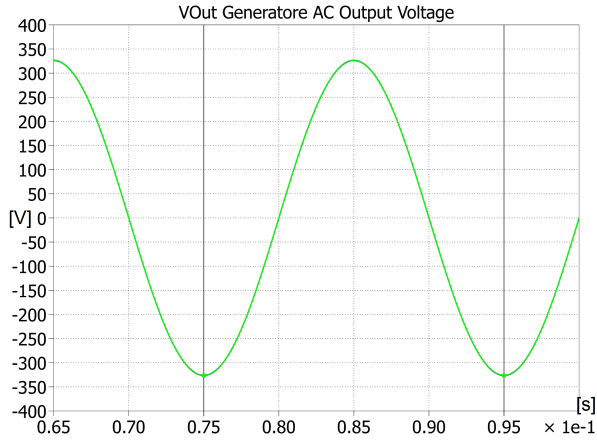
Tabella 2.1: Tabella rappresentante la legenda per interpretare i grafici ottenuti dalle simulazioni.

alle commutazioni degli interruttori ed alle asimmetrie; la simulazione in **verde** rappresenta il caso ideale in cui non siano presenti asimmetrie, si osserva che in tal caso l'armonica dominante del rumore è quella a $3f_s = 60\text{ kHz}$ la cui ampiezza picco-picco non supera 500 mV . Le simulazioni effettuate imponendo solamente una asimmetria dell'impedenza capacitiva $Z_{C_{OutH}}$ o dell'induttanza mutuamente accoppiata $Z_{L_{SH}}$ (ripettivamente in colore **rosso** e **marrone**) sono molto simili a quella ideale in frequenza ma si evidenzia un aumento in ampiezza del rumore presente su V_{Out} e sul modo comune V_{CM} . Il *ripple* cambia decisamente forma ed ampiezza nel caso si introducano asimmetrie delle impedenze induttive collegate agli *H-Bridge*, la curva **blu** contiene infatti una armonica rilevante alla frequenza $f_s = 20\text{ kHz}$ ed ha ampiezza più che doppia rispetto il caso ideale; la sovrapposizione dell'asimmetria di $Z_{L_{H1}}$ e $Z_{C_{OutH}}$ incrementa ulteriormente l'ampiezza del rumore, come mostrato dalla curva **viola**.

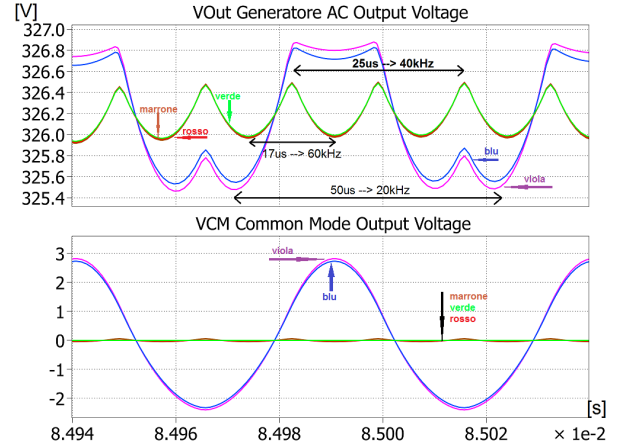
Negli esempi riportati si sono applicate asimmetrie limitatamente ad una o due impedenza e si è osservato che la sorgente dominante del *ripple* sono le asimmetrie delle impedenze collegate agli *H-Bridge* le quali portano ad aumentare notevolmente il rumore sulla tensione di uscita V_{Out} ; le asimmetrie delle altre impedenze, con la modulazione usata⁷, contribuiscono in modo limitato ad aumentare il rumore sull'uscita differenziale V_{Out} mentre alterano in modo più significativo quella di modo comune V_{CM} .

Nelle Fig. 2.9(c), 2.9(d) e 2.9(e) sono riportati i coefficienti di *Fourier* ottenuti dall'elaborazione delle forme d'onda delle tensioni V_{Out} e V_{CM} simulate, negli intorni delle frequenze a cui si trovano le armoniche che compongono il rumore; le immagini confermano quanto già osservato dalle forme d'onda nel tempo di Fig. 2.9(b) e quanto mostrato analiticamente durante la motivazione della presenza del rumore.

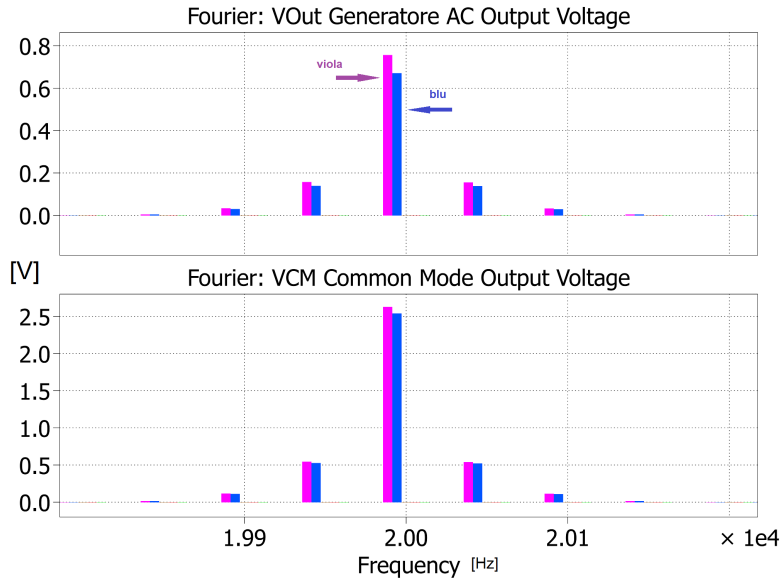
⁷Nel caso si utilizzi una modulazione che punta a cancellare anche le armoniche a $3f_s$, le asimmetrie di tutte le impedenze generano variazioni consistenti del rumore rispetto l'andamento ideale.



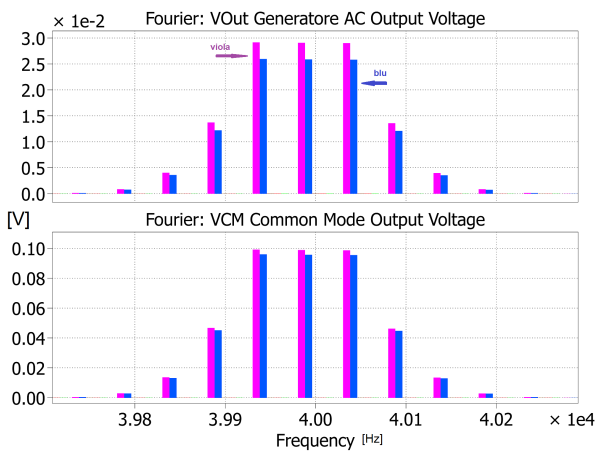
(a) Forma d'onda della tensione di uscita V_{Out} .



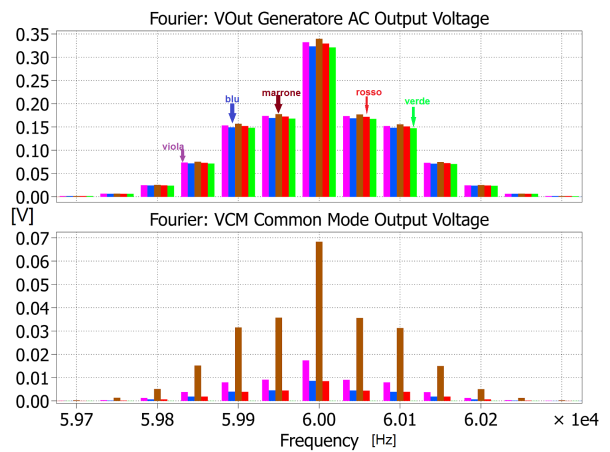
(b) Dettaglio che evidenzia il *ripple* sulla tensione di uscita per le diverse asimmetrie e le armoniche interessate.



(c) Coefficienti di *Fourier* intorno alla frequenza f_s .



(d) Coefficienti di *Fourier* intorno alla frequenza $2f_s$.



(e) Coefficienti di *Fourier* intorno alla frequenza $3f_s$.

Figura 2.9: Grafici nel tempo delle simulazioni effettuate con il *software PLECS* e coefficienti delle serie di *Fourier* della tensione V_{Out} e V_{CM} ; la legenda è la stessa della Tab. 2.1.

2.5 Valutazione dell'effetto di carico sul guadagno d'anello fornito dal produttore nell'ipotesi di solo *feedback* di tensione

In possesso del guadagno d'anello a vuoto del sistema reale, formulando delle ipotesi sul funzionamento del generatore AC è possibile mostrare graficamente l'effetto che ha il carico sul *loop gain* dell'apparato.

Per effettuare la valutazione si usa il *software* di calcolo *MatLab*, con il quale dapprima si ricostruisce il guadagno d'anello a vuoto creando una funzione di trasferimento il cui modulo e fase rasentino quelli riportati in Fig. 2.7(a); in seguito si stima il guadagno d'anello complessivo del generatore AC tramite l'uso dei calcoli sviluppati nell'analisi dell'influsso del carico e si mostra come alcuni carichi causino l'instabilità del sistema.

Ipotesi di funzionamento del generatore AC

Le ipotesi sul funzionamento del generatore AC sono poste in modo tale da far corrispondere l'apparato al modello creato; si tratta di ipotesi semplificative che tuttavia non compromettono la generalità dell'analisi in quanto questa può essere ripetuta in modo analogo qualora si utilizzi un modello più complesso di quello considerato.

Le ipotesi adottate sono:

- il generatore AC utilizza solamente la tensione V_{Out} per il sistema di *feedback*, la quale moltiplicata per la funzione di trasferimento $Beta_{V_{\text{Out}}}(s)$ e comparata con il riferimento, genera l'errore (Err) corrispondente a quello presente nello schema a blocchi di Fig. 2.6;
- esistono due soli ingressi nello stadio di potenza del generatore AC gestiti dal controllo dell'apparato, corrispondono a V_{HeqAs} e V_{LeqAs} ⁸;
- il carico è connesso in parallelo all'uscita V_{Out} e la corrente che attraversa il carico dipende solamente dalla tensione imposta su di esso⁹;

tali ipotesi consentono di riutilizzare i calcoli già effettuati con il modello creato del generatore.

⁸Come visto nella descrizione della topologia, il sistema di controllo del generatore AC gestisce tutti e 6 i ponti H presenti in Fig. 1.2, mentre con questa ipotesi si suppone di poter semplificare la topologia come descritto nel Cap. 1

⁹Ciò comporta che vi sia solo $I_{\text{Out}} \neq 0$ che dipende dalla tensione V_{Out} , mentre $I_{\text{OutH}} = I_{\text{OutL}} = 0$; tale ipotesi semplifica l'analisi dell'effetto di carico senza tuttavia ridurre la generalità delle conclusioni.

Ricostruzione analitica del guadagno d'anello a vuoto del generatore AC

La ricostruzione del guadagno d'anello a vuoto denominato $T_{I=0}(s)$ è basata sull'osservazione del grafico di Fig. 2.7(a). L'andamento di $T_{I=0}(s)$ rispecchia nella banda del sistema¹⁰ il prodotto tra una funzione integratrice che viene chiamata $I(s)$ e una funzione proporzionale integrale denominata $PI(s)$:

$$T_{I=0}(s) \parallel_{\text{In banda}} \simeq PI(s) * I(s)$$

nelle Eq. (2.8) e (2.9) sono descritti in modo analitico gli andamenti di queste funzioni, con la notazione:

$$\begin{cases} K_p = \text{coefficiente proporzionale di } PI(s) \\ K_{i1} = \text{coefficiente integrale di } PI(s) \\ \omega_{T1} = K_{i1} \\ \omega_z = \frac{K_{i1}}{K_p} \end{cases} \quad \begin{cases} K_{i2} = \text{coefficiente integrale di } I(s) \\ \omega_{T2} = K_{i2} \end{cases}$$

$$PI(s) = K_p + \frac{K_{i1}}{s} \rightarrow PI(s) = \frac{K_{i1}}{s} \left(1 + s \frac{K_p}{K_{i1}}\right) \rightarrow PI(s) = \frac{\omega_{T1}}{s} \left(1 + \frac{s}{\omega_z}\right) \quad (2.8)$$

$$I(s) = \frac{K_{i2}}{s} \rightarrow I(s) = \frac{\omega_{T2}}{s} \quad (2.9)$$

Il valore delle pulsazioni ω_{T1} e ω_{T2} si ricava dalla Fig. 2.7(a) andando a osservare il valore del modulo di $T_{I=0}(s)$ a 1 Hz; per cui ipotizzando $\omega_{T1} = \omega_{T2} = \omega_T$ si ha $\omega_T \simeq 2\pi\sqrt{10^{\frac{144}{20}}} \simeq 26.49 \times 10^3 \text{ rad/s}$.

Il valore di ω_z determina il punto in cui la pendenza del modulo del guadagno d'anello viene ridotta e passa da -40 dB/dec a -20 dB/dec ; per determinare il corretto valore di ω_z si osserva il punto in cui la fase sale a -135° corrispondente alla frequenza dello zero. Si ha quindi $\omega_z = 2\pi f_z = 9.42 \times 10^3 \text{ rad/s}$ ¹¹.

Oltre il punto di attraversamento del guadagno d'anello con l'asse a 0 dB alla frequenza di 10 kHz, si osservano dei poli che aumentano la pendenza con cui scende il modulo fino a -80 dB/dec con uno sfasamento di -360° . Si ipotizza quindi vi siano 3 poli $\in \Re$ con parte reale negativa, le cui pulsazioni sono chiamate nell'Eq. (2.10) ω_{p1} , ω_{p2} e ω_{p3} e le cui posizioni sono attribuibili osservando l'andamento della fase di $T_{I=0}(s)$ in Fig. 2.7(a). Pertanto si assegnano:

$$\begin{cases} \omega_{p1} = 2\pi 15 \times 10^3 \text{ rad/s} \\ \omega_{p2} = 2\pi 100 \times 10^3 \text{ rad/s} \\ \omega_{p3} = 2\pi 150 \times 10^3 \text{ rad/s} \end{cases}$$

Definendo nell'Eq. (2.10) la funzione $Poles(s)$ e moltiplicandola a $PI(s)$ e $I(s)$ si ottiene l'Eq. (2.11) che descrive il guadagno d'anello fornito dal produttore in modo analitico su tutta la banda di interesse.

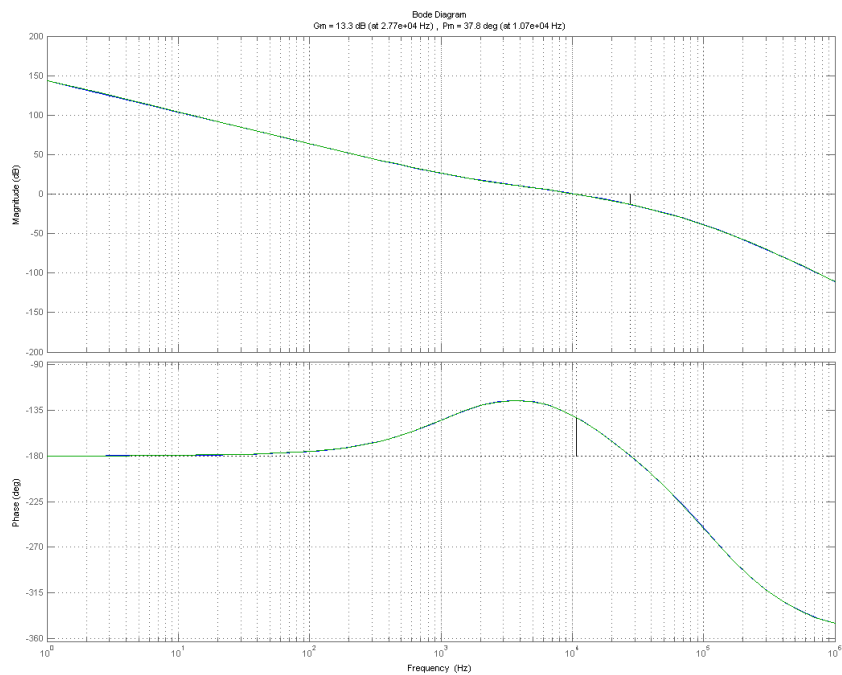
$$Poles(s) = \frac{1}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{p1}}\right)} \frac{1}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{p2}}\right)} \frac{1}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{p3}}\right)} \quad (2.10)$$

$$T_{I=0}(s) = I(s) * PI(s) * Poles(s) \quad (2.11)$$

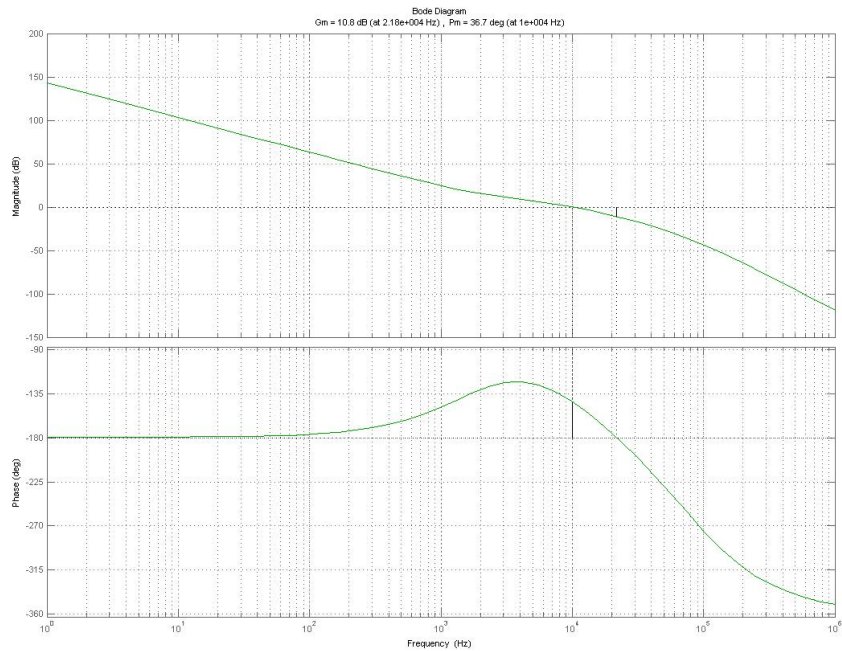
In Fig. 2.10 sono stati riportati il grafico ottenuto con *MatLab* rappresentante modulo e fase del guadagno d'anello ricostruito ed il grafico fornito da *Elettrotest*; si osserva come gli andamenti siano molto simili, la funzione ottenuta dalla (2.11) ha un margine di fase $m_\phi = 37.8^\circ$ e un margine di guadagno $m_{\text{guad}} = 13.3 \text{ dB}$ molto vicini a quelli del guadagno d'anello dato dal produttore.

¹⁰La banda del generatore AC di cui si possiedono i dati va dalla continua all'attraversamento del guadagno d'anello con l'asse a 0 dB, cioè fino a 10 kHz.

¹¹ $f_z = 1.2 \text{ kHz}$ è stato definito quando si sono descritti i grafici forniti dal produttore.



(a) Modulo e fase del guadagno d'anello ricostruito e rappresentato con *MatLab*



(b) Modulo e fase del guadagno d'anello fornito da *Elettrotest*.

Figura 2.10: Modulo e fase del guadagno d'anello ricostruito (a) e fornito dal produttore (b), utili per confrontare la somiglianza.

Analisi dell'effetto di carico sul guadagno d'anello

Per le ipotesi fatte si può associare il guadagno d'anello a vuoto di Fig. 2.10(b) a quello espresso dall'Eq. (2.6); aggiungendo un carico o una dipendenza di I_{Out} dalle grandezze in uscita dal blocco *Topologia*, si genera un ulteriore contributo al guadagno d'anello dato dalla differenza tra la (2.7) e (2.6) denominata $T_{I \neq 0}$. Per via delle ipotesi sul funzionamento del generatore AC, si ha che:

$$K_{\text{FBI}} = \begin{pmatrix} \vec{K}_{\text{FBIOut}}^\top \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$$

cioè è composta solo da un elemento non nullo ($\vec{K}_{\text{FBIOut}} = \begin{pmatrix} K_{\text{FBIOut}} \\ 0 \end{pmatrix}$) nella posizione $[1, 1]$.

Pertanto $T_{I \neq 0}$ si calcola essere:

$$\begin{aligned} T_{I \neq 0}(s) &= \text{Beta}_{V_{\text{Out}}}(s) \frac{K_{V_{\text{Out}}I_{\text{Out}}} K_{\text{FBIOut}}}{1 - K_{V_{\text{Out}}I_{\text{Out}}} K_{\text{FBIOut}}} K_{\text{TopV}_{\text{Out}}}(s) \frac{\vec{In}_{\text{TopI}_{\text{Out}}=0}(s)}{Err} \\ &= \frac{K_{V_{\text{Out}}I_{\text{Out}}} K_{\text{FBIOut}}}{1 - K_{V_{\text{Out}}I_{\text{Out}}} K_{\text{FBIOut}}} T_{I=0}(s) \end{aligned}$$

funzione stimabile¹² una volta fissata la funzione $f_{I_{\text{Out}}}$ e quindi la FdT K_{FBIOut} .

Il guadagno d'anello in presenza di un carico è dato quindi dalla somma del guadagno d'anello a vuoto con $T_{I \neq 0}$:

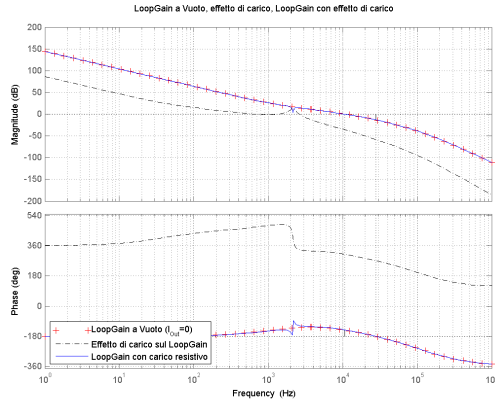
$$T(s) = \underbrace{T_{I=0}(s)}_{\text{Guadagno d'anello a vuoto di Fig. 2.10(a)}} + \underbrace{T_{I \neq 0}(s)}_{\text{Effetto di carico sul guadagno d'anello}}$$

Al variare di $T_{I \neq 0}$ si possono avere cambiamenti significativi del guadagno d'anello che possono alterare il margine di fase e la stabilità del generatore.

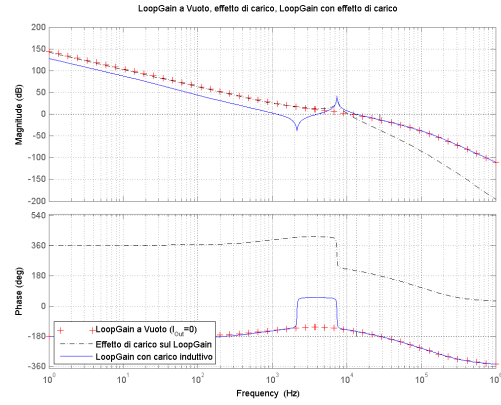
Nelle Fig. 2.11 si sono riportati alcuni esempi grafici di possibili interazioni del carico con l'apparato:

- in Fig. 2.11(a) è rappresentato il caso in cui si è posto $K_{\text{FBIOut}} = -\frac{1}{R_{\text{Load}}}$ con $R_{\text{Load}} = 200 \Omega$, cioè si è attaccato un carico resistivo al generatore. Si osserva come il guadagno risultante $T(s)$ continui ad attraversare l'asse a 0 dB con un margine di fase sufficiente a garantirne la stabilità;
- in Fig. 2.11(b) è riportato il caso in cui si è posto $K_{\text{FBIOut}} = -\frac{1}{r_{L_{\text{Load}}} + sL_{\text{Load}}}$ con $L_{\text{Load}} = 100 \mu\text{H}$ e $r_{L_{\text{Load}}} = 50 \text{ m}\Omega$, cioè si è attaccato un carico induttivo con una ESR parassita al generatore. Il guadagno d'anello $T(s)$ in seguito alla connessione del carico subisce delle alterazioni ma tuttavia mantiene un margine di fase che assicura la stabilità;
- in Fig. 2.11(c) è mostrato il caso in cui si è posto $K_{\text{FBIOut}} = -\frac{sC_{\text{Load}}}{1 + sr_{C_{\text{Load}}}C_{\text{Load}}}$ con $C_{\text{Load}} = 100 \mu\text{F}$ e $r_{C_{\text{Load}}} = 10 \text{ m}\Omega$, cioè si è attaccato un carico capacitivo con una ESR parassita al generatore. Il guadagno d'anello $T(s)$ risulta pesantemente alterato specialmente nell'intorno del punto di attraversamento. Questo carico rende il generatore instabile;

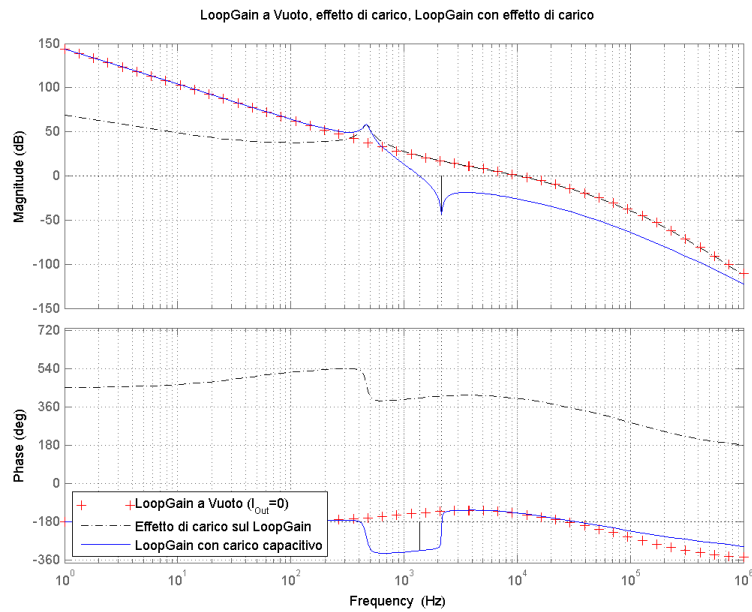
¹²La funzione $K_{V_{\text{Out}}I_{\text{Out}}}(s)$ è definita nel modello della topologia del generatore e i valori delle impedenze che la costituiscono sono assegnati facendo riferimento ai dati forniti dal produttore e nell'ipotesi di perfetta simmetria.



(a) Effetto di carico di un'impedenza puramente resistiva passiva connessa all'uscita V_{Out} .



(b) Effetto di carico di un'impedenza induttiva con ESR parassita connessa all'uscita V_{Out} .



(c) Effetto di carico di un'impedenza capacitiva con ESR parassita connessa all'uscita V_{Out} .

Figura 2.11: Modulo e fase di $T_{I=0}(s)$ in rosso (o +), $T_{I \neq 0}$ in nero (o --) e $T(s)$ in blu (o -), per vari carichi passivi.

Possibili soluzioni adottabili per evitare l'instabilità del generatore AC

Si è mostrato che la presenza di un semplice carico capacitivo può rendere instabile il sistema nelle ipotesi definite; la stessa analisi va ripetuta quando il carico sia un filtro attivo implementato attraverso un generatore di corrente. In tal caso sono alterate le correnti $I_{\text{OutH}} = f_{I_{\text{OutH}}}$ e $I_{\text{OutL}} = f_{I_{\text{OutL}}}$, funzioni molto complesse ma dipendenti dalle grandezze di uscita del blocco *Topologia* che alterano il guadagno d'anello con la possibilità di rendere instabile il generatore AC.

Per rimediare a questo problema si possono adottare due soluzioni:

- progettare il filtro attivo in modo tale che l'effetto di carico da esso costituito non renda instabile il generatore AC; questa soluzione impone vincoli sulla forma del filtro attivo che possono essere molto stringenti, non lasciando i gradi di libertà necessari ad implementare un filtro performante.
- creare un sistema di alterazione del segnale di *feedback* che faccia tornare stabile il *loop* qualora il filtro attivo lo renda instabile; in Fig. 2.12 si corregge il segnale di *feedback* con un segnale generato dalle uscite del blocco *Topologia* chiamato $FB_{\text{Corr}}(t)$. Poichè non si vuole alterare il guadagno d'anello con il filtro attivo, la funzione $f_{FB_{\text{Corr}}}(s)$ deve essere tale da eliminare il contributo della funzione $F(s)$ e $f_{I_{\text{Out}}}$ a $T(s)$.

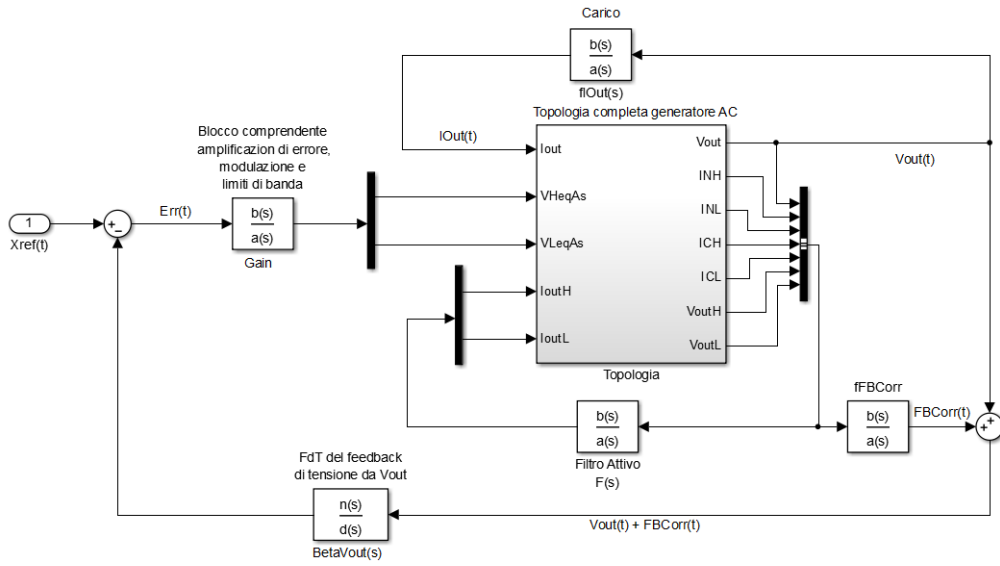


Figura 2.12: Schema a blocchi del generatore AC con correzione del segnale di *feedback*.

2.6 Conclusioni traibili dopo l'analisi del generatore AC con il modello matematico e lo schema a blocchi

Il modello ed i calcoli realizzati consentono di trarre delle conclusioni sul funzionamento del sistema di *feedback* del generatore AC. Seppur l'analisi sia stata effettuata sotto specifiche ipotesi semplificative che non descrivono nel dettaglio la complessità del sistema reale, si può affermare che:

- collegare all'uscita del generatore un carico ne modifica il guadagno d'anello con la possibilità di rendere instabile l'apparato;
- il filtro attivo si può considerare come un carico che modifica le correnti I_{OutH} e I_{OutL} ;
- qualsiasi sia il sistema di retroazione o il carico connesso, i calcoli effettuati per la valutazione dell'effetto di carico non perdono di generalità ma si complicano dovendo tener conto di molteplici *loop* di *feedback*;
- adottando la tecnica di stabilizzazione che prevede la correzione dei segnali di retroazione alterati dal carico, è possibile isolare tra loro il generatore AC ed il filtro attivo; si evita così che l'interazione generi instabilità e si lasciano molti gradi di libertà per la progettazione del filtro.

In seguito alle osservazioni fatte si è deciso di progettare il filtro attivo come un dispositivo da porre in parallelo all'uscita, con la consapevolezza di alterare i *feedback* del generatore AC; per evitare di destabilizzare il sistema e migliorare le prestazioni del filtro si propone poi un sistema di correzione dei segnali di *feedback* che permetta di isolare il funzionamento del filtro attivo da quello del generatore.

Si osserva inoltre che per progettare un filtro attivo da applicare ad un generatore AC reale, è necessario conoscere il sistema completo di retroazione dell'apparato e tutti i dettagli implementativi dello stesso; durante l'analisi infatti sono state poste delle ipotesi semplificative che vanno verificate.

Capitolo 3

Progettazione del filtro attivo su un ramo isolato del generatore AC

Nel seguente capitolo è esposto il principio con il quale si vuole filtrare la tensione di uscita; viene quindi semplificato ulteriormente il circuito e lo schema a blocchi andando ad analizzare un singolo ramo del generatore AC e ipotizzando che questo risulti isolato dall'altro. In seguito si progetta il filtro attivo descrivendolo dal punto di vista teorico e definendone le funzioni di trasferimento che lo implementano.

Si osserva inoltre che non avendo a disposizione dati dettagliati sul sistema di retroazione dell'apparato, la progettazione effettuata è vincolata alle molteplici ipotesi di funzionamento che vengono poste in corso di progetto per poter proseguire l'analisi. Qualora si volesse applicare il filtro attivo ad un generatore AC reale, è dunque necessario accertare che le ipotesi poste siano verificate ed in caso contrario ripetere l'analisi inserendo le nuove ipotesi di funzionamento.

3.1 Descrizione qualitativa dell'idea alla base del filtraggio

Osservando lo schema di Fig. 2.3 che rappresenta la topologia con carico e filtro attivo, si osserva che la tensione all'uscita $V_{\text{Out}} = V_{\text{OutH}} - V_{\text{OutL}}$ è determinabile in anticipo di fase tramite la conoscenza delle correnti I_{CH} e I_{CL} che scorrono sulle impedenze Z_{COutH} e Z_{COutL} .

L'idea che si adotta per il filtraggio del rumore consiste nel misurare le correnti che scorrono sulle capacità del filtro di potenza in alta frequenza, ed iniettare tramite l'uso dei generatori I_{OutH} e I_{OutL} delle correnti di correzione tali per cui $I_{\text{CH}}, I_{\text{CL}} \rightarrow 0$ alle frequenze del rumore e conseguentemente $V_{\text{Out}} \rightarrow 0$ alle medesime frequenze.

Motivazione della configurazione adottata per i generatori di corrente del filtro attivo

La topologia speculare del generatore AC suggerisce l'applicazione di un sistema di filtraggio differenziale come quello di Fig. 3.1 nel quale sia sufficiente un solo generatore per ridurre il rumore; erogando la corrente di correzione $I_{\text{FiltroOut}} = I_{\text{OutH}} = -I_{\text{OutL}}$ sui rami dell'apparato si attenua il *ripple* di tensione su V_{Out} .

Tuttavia è facile mostrare che a causa delle asimmetrie tra le impedenze del filtro di potenza, l'utilizzo di un filtro così strutturato non riuscirebbe a realizzare la funzione di filtraggio desiderata e l'attenuazione praticata dal filtro attivo andrebbe a dipendere dalle asimmetrie dei componenti. Si ipotizza ad esempio il caso in cui $I_{\text{Out}} = 0$ (assenza di carico); si calcolano quindi la tensione V_{Out} e la corrente che il generatore di filtro deve erogare nel caso ideale senza

asimmetrie ed in quello con la sola asimmetria dovuta a $\delta_H \neq 0$.
 Nel caso ideale senza asimmetrie:

$$V_{\text{Out}} = V_{\text{OutH}} - V_{\text{OutL}} = Z_{\text{COut}} (I_{\text{CH}} - I_{\text{CL}})$$

se la differenza $I_{\text{CH}} - I_{\text{CL}} \rightarrow 0$, la tensione $V_{\text{Out}} \rightarrow 0$ alle frequenze desiderate; la corrente erogata dal filtro attivo è pertanto una funzione di $\Delta I_C = I_{\text{CH}} - I_{\text{CL}}$ ed iniettandola su entrambi i rami riduce tanto più il rumore quanto più impone $\Delta I_C \rightarrow 0$; si ha quindi:

$$I_{\text{FiltroOut}} = K_{I_{\text{FiltroOut}}\Delta I_C}(s)\Delta I_C$$

ricavando dal circuito le equazioni:

$$\begin{cases} I_{\text{FiltroOut}} = I_{\text{CH}} - I_{\text{NH}} \\ I_{\text{FiltroOut}} = -I_{\text{CL}} + I_{\text{NL}} \end{cases}$$

facendone la media:

$$I_{\text{FiltroOut}} = \frac{\Delta I_C}{2} - \frac{I_{\text{NH}} - I_{\text{NL}}}{2} = K_{I_{\text{FiltroOut}}\Delta I_C}(s)\Delta I_C$$

definendo $\Delta I_N = I_{\text{NH}} - I_{\text{NL}}$ e raggruppando si calcola ΔI_C in funzione di ΔI_N differenza delle correnti generate da V_{HeqAs} e V_{LeqAs} :

$$\Delta I_C = \frac{\Delta I_N}{1 - 2K_{I_{\text{FiltroOut}}\Delta I_C}(s)}$$

Scegliendo $K_{I_{\text{FiltroOut}}\Delta I_C}(s)$ con un guadagno elevato alle frequenze delle armoniche da attenuare si riesce a smorzare notevolmente ΔI_C , riducendo l'influsso di tutte le sorgenti che contribuiscono a generare I_{NH} , I_{NL} ; di conseguenza anche le armoniche di V_{Out} sono attenuate alle frequenze in cui $K_{I_{\text{FiltroOut}}\Delta I_C}$ ha guadagno elevato.

Nel caso in cui sia presente l'asimmetria $\delta_H \neq 0$ si ha invece:

$$V_{\text{Out}} = \underbrace{Z_{\text{COut}}\Delta I_C}_{\text{Grazie alla corrente del filtro} \rightarrow 0} + \underbrace{\delta_H Z_C I_{\text{CH}}}_{\text{Termine residuo}}$$

Riscrivendo il termine residuo in funzione di I_{NH} , I_{NL} :

$$I_{\text{FiltroOut}} = K_{I_{\text{FiltroOut}}\Delta I_C} (I_{\text{CH}} - I_{\text{CL}})$$

$$\begin{cases} I_{\text{CH}} = I_{\text{FiltroOut}} + I_{\text{NH}} \\ I_{\text{CL}} = -I_{\text{FiltroOut}} + I_{\text{NL}} \end{cases} \rightarrow \begin{cases} I_{\text{CH}} = \frac{I_{\text{NH}} - K_{I_{\text{FiltroOut}}\Delta I_C} I_{\text{CL}}}{1 - K_{I_{\text{FiltroOut}}\Delta I_C}} \\ I_{\text{CL}} = \frac{I_{\text{NL}} - K_{I_{\text{FiltroOut}}\Delta I_C} I_{\text{CH}}}{1 - K_{I_{\text{FiltroOut}}\Delta I_C}} \end{cases}$$

$$\delta_H Z_C I_{\text{CH}} = \delta_H Z_C \frac{(1 - K_{I_{\text{FiltroOut}}\Delta I_C}) I_{\text{NH}} - K_{I_{\text{FiltroOut}}\Delta I_C} I_{\text{NL}}}{1 - 2K_{I_{\text{FiltroOut}}\Delta I_C}}$$

dove si ha $\|K_{I_{\text{FiltroOut}}\Delta I_C}\| \gg 1$ si può approssimare:

$$\delta_H Z_C I_{\text{CH}} \sim \delta_H Z_C \frac{I_{\text{NH}} + I_{\text{NL}}}{2} \quad \text{se } \|K_{I_{\text{FiltroOut}}\Delta I_C}\| \gg 1$$

Il termine residuo non è quindi correggibile con un solo generatore di corrente come filtro, poichè non riesce ad attenuare la somma delle correnti I_{NH} , I_{NL} che contribuisce al rumore;

l'attenuazione massima di V_{Out} che si riesce ad ottenere alle frequenze di interesse è quindi vincolata al valore di δ_H ed in generale alle asimmetrie.

Pertanto si è deciso di costruire il filtro attivo adoperando due generatori di corrente che iniettino delle correnti I_{OutH} e I_{OutL} indipendenti sui due rami del sistema le quali devono essere generate in modo tale che entrambe $I_{CH}, I_{CL} \rightarrow 0$. Lo schema qualitativo di riferimento è quello di Fig. 3.2.

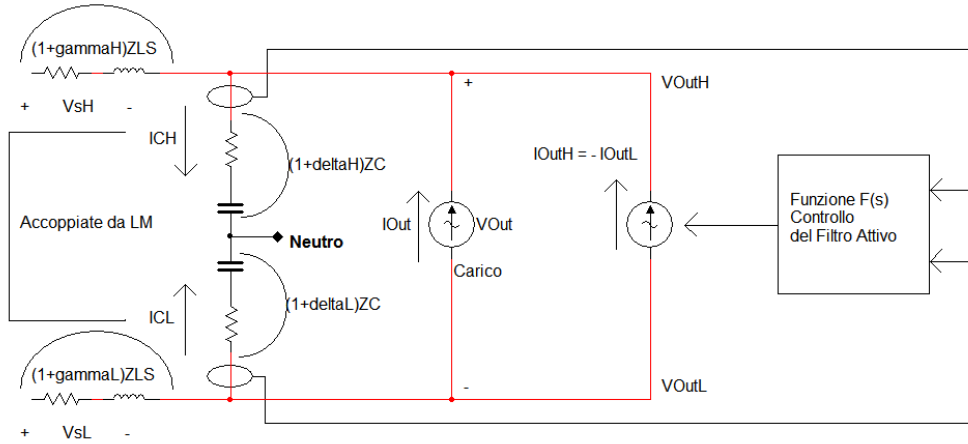


Figura 3.1: Filtro di potenza del generatore AC con collegato il filtro attivo realizzato tramite un solo generatore di corrente differenziale.

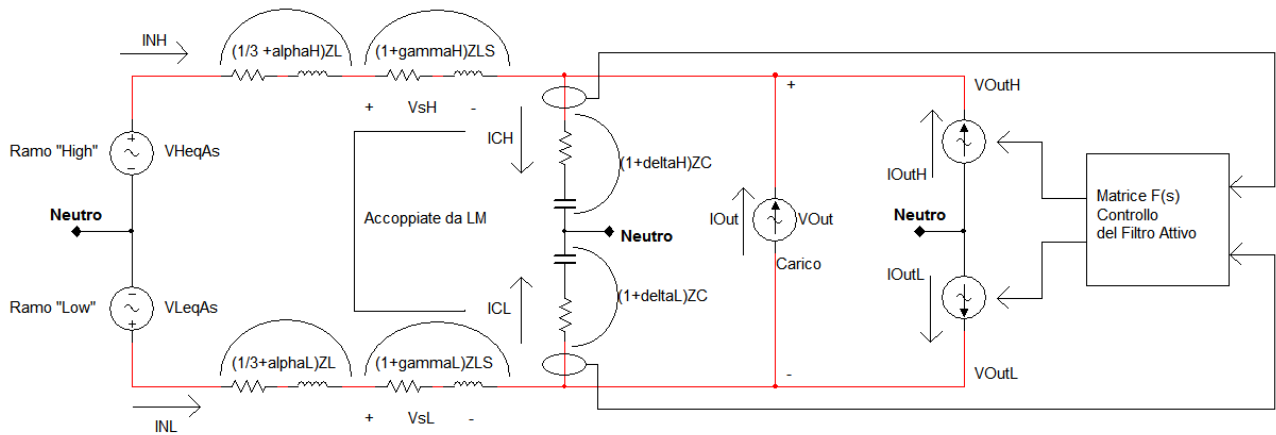


Figura 3.2: Schema elettrico qualitativo che mostra la realizzazione del filtro attivo tramite generatori di corrente indipendenti tra loro.

3.2 Ipotesi necessarie per isolare i rami del generatore AC

In seguito a quanto osservato si può pensare al filtro attivo come un dispositivo composto da due generatori di corrente posti in parallelo tra le tensioni di uscita dei rami dell'apparato ed il neutro; così descritti i generatori sembrerebbero essere isolati tra loro, con segnali di controllo distinti e non interagenti. Tuttavia a causa dell'accoppiamento magnetico delle impedenze $Z_{L_{SH}}$ e $Z_{L_{SL}}$, l'iniezione di una corrente I_{OutH} comporta una alterazione della corrente I_{CH} ma anche di I_{CL} , andando ad modificare il *sensing* effettuato dal sistema di controllo dell'altro generatore I_{OutL} ¹.

Nonostante l'accoppiamento magnetico, per semplificare la progettazione del filtro si è deciso di andare a considerare inizialmente i due rami del generatore AC separatamente, creando un modello 'isolato' per ognuno dei due rami con le seguenti ipotesi:

- $Z_M = 0$ nessun accoppiamento magnetico tra le impedenze $Z_{L_{SH}}$ e $Z_{L_{SL}}$;
- $I_{Out} = 0$ nessun carico connesso all'uscita V_{Out} ;

Utilizzando tale modello si progetta il sistema di controllo per un generatore di corrente del filtro attivo che lavori su un ramo isolato del generatore AC, determinandone limiti e prestazioni; nel Cap. 4 invece si effettua l'analisi qualitativa dell'interazione tra i rami.

3.3 Modello circuitale e schema a blocchi di un singolo ramo del generatore AC

Si presenta ora il modello circuitale e lo schema a blocchi che descrivono un singolo ramo isolato del generatore AC; per realizzare questi modelli si sono fatte delle ipotesi ragionevoli sul funzionamento del sistema che consentono di semplificare l'analisi. Il modello esposto descrive il ramo superiore del generatore AC, ma in modo duale è possibile estendere lo stesso modello anche al ramo inferiore.

3.3.1 Modello circuitale

La Fig. 3.3(a) rappresenta il ramo superiore del generatore AC isolato da quello inferiore; grazie all'isolamento è possibile semplificare il circuito, applicando il Th. di *Norton* e chiamando:

$$\begin{cases} Z_{L_{HeqAs}} = (\frac{1}{3} + \alpha_H)Z_L + Z_{L_{SH}} \\ I_{HeqAs} = \frac{V_{HeqAs}}{Z_{L_{HeqAs}}} \end{cases}$$

si giunge allo schema di Fig. 3.3(b).

Si scompone ora il generatore I_{HeqAs} in due termini:

$$I_{HeqAs} = \underbrace{I_{NoiseH}}_{\text{Componente di rumore}} + \underbrace{I_{CtrlHeq}}_{\text{Componente controllata dal sistema di feedback}}$$

Il generatore di corrente I_{NoiseH} deriva dal rumore prodotto da V_{HeqAs} con componenti armoniche alle frequenze al di fuori della banda dell'apparato e quindi è una sorgente indipendente poichè

¹Lo stesso ragionamento è applicabile anche per l'altro generatore e le funzioni di trasferimento che mostrano l'interazione sono contenute nella matrice $K_{Top}(s)$; solo nel caso in cui $Z_M = 0$ viene a mancare tale interazione.

non controllata dal sistema di retroazione dell'apparato.

Il generatore I_{CtrlHeq} è dipendente invece dal controllo del generatore AC e pertanto eroga corrente in funzione delle grandezze usate per il sistema di *feedback*. Nell'ipotesi che esista solo il *feedback* di tensione da V_{OutH} come mostrato in Fig. 3.3(c) ed il riferimento X_{ref} sia spento, il generatore I_{CtrlHeq} si comporta nella banda del sistema come un'impedenza connessa tra V_{OutH} ed il neutro, mentre fuori banda corrisponde ad un circuito aperto.

Denominando

$$Z_{\text{CtrlHeq}} = -\frac{V_{\text{OutH}}}{I_{\text{CtrlHeq}}}$$

si giunge allo schema semplificato di Fig. 3.3(d) che rappresenta un ramo isolato del generatore AC cui viene collegato anche il filtro attivo.

Calcolo di Z_{CtrlHeq}

Per determinare l'andamento di Z_{CtrlHeq} si ipotizza che il guadagno d'anello del *loop* che controlla il generatore I_{CtrlHeq} quando non siano presente il generatore di filtro ($I_{\text{OutH}} = 0$) ed il carico ($I_{\text{Out}} = 0$), sia analogo a quello fornito dal produttore e raffigurato in Fig. 2.10(b).

Prima di stimare Z_{CtrlHeq} si vuole mostrare l'effetto del *loop* dovuto al *feedback* di tensione; lo schema di Fig. 3.5(a) rappresenta il circuito usato per calcolare il guadagno d'anello tramite il metodo di *Middlebrook* ottenendo:

$$T_{I=0}(s) = -\frac{V_{\text{OutH}}}{\hat{V}_{\text{OutH}}} = C(s) (Z_{\text{LHeqAs}} \parallel Z_{\text{CH}})$$

da cui si ricava V_{OutH} in funzione di V_{Test} generatore di test:

$$\begin{aligned} V_{\text{OutH}} &= -T_{I=0}(s) \hat{V}_{\text{OutH}} \\ &= -T_{I=0}(s) (V_{\text{Test}} + V_{\text{OutH}}) \end{aligned}$$

$$V_{\text{OutH}} = -\frac{T_{I=0}(s)}{1 + T_{I=0}(s)} V_{\text{Test}}$$

$$V_{\text{OutH}} \sim -V_{\text{Test}} \quad \text{se } \|T_{I=0}\| \gg 1$$

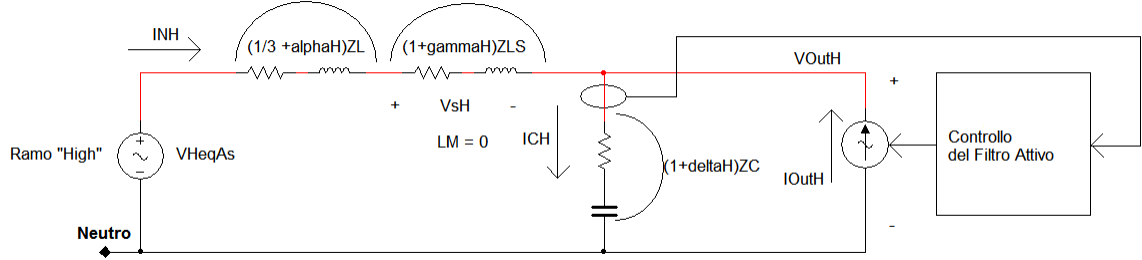
Se si applica una perturbazione al *feedback* tramite un segnale a gradino con il generatore di tensione V_{Test} , l'effetto conseguente è la variazione della tensione V_{OutH} di un gradino di pari ampiezza ma con segno opposto a quello applicato con V_{Test} , così che la tensione $\hat{V}_{\text{OutH}} = V_{\text{OutH}} + V_{\text{Test}}$ torni al valore precedente la variazione. La corrente erogata dal generatore pilotato I_{CtrlHeq} si calcola essere:

$$I_{\text{CtrlHeq}} = -\frac{1}{(Z_{\text{LHeqAs}} \parallel Z_{\text{CH}})} \frac{T_{I=0}(s)}{1 + T_{I=0}(s)} V_{\text{Test}}$$

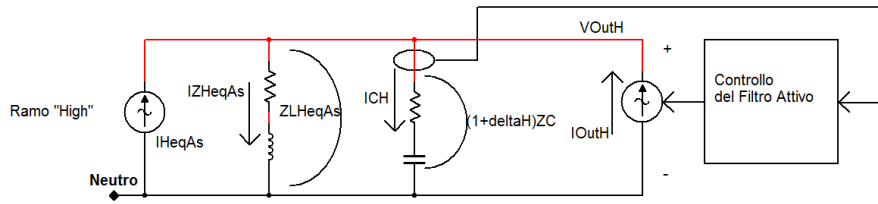
il generatore di corrente I_{CtrlHeq} si comporta in modo tale da correggere le variazioni percepite dal *feedback* di tensione, erogando una corrente sfasata rispetto V_{Test} .

Per calcolare il valore dell'impedenza Z_{CtrlHeq} si utilizza invece lo schema di Fig. 3.5(b) con il quale si ricava l'impedenza vista dal generatore I_{Test} , data dal parallelo $Z_{\text{LHeqAs}} \parallel Z_{\text{CH}} \parallel Z_{\text{CtrlHeq}}$, per poi estrapolarne Z_{CtrlHeq} .

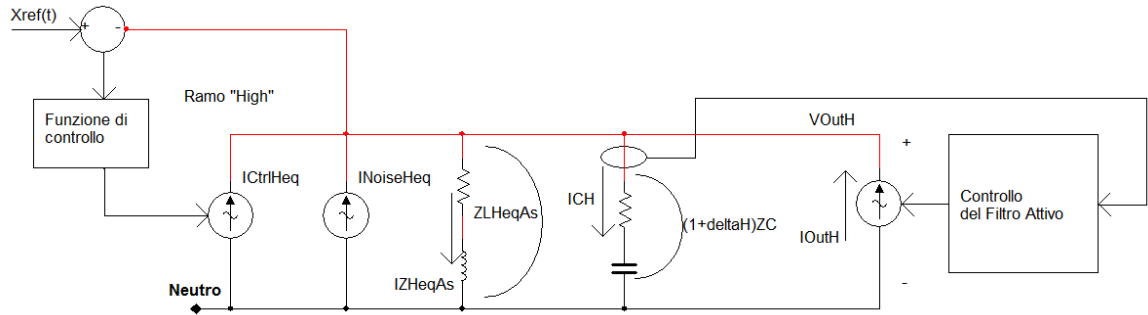
$$\begin{cases} V_{\text{OutH}} = (Z_{\text{LHeqAs}} \parallel Z_{\text{CH}}) (I_{\text{Test}} + I_{\text{CtrlHeq}}) \\ I_{\text{CtrlHeq}} = -V_{\text{OutH}} C(s) \\ T_{I=0}(s) = C(s) (Z_{\text{LHeqAs}} \parallel Z_{\text{CH}}) \end{cases} \rightarrow \frac{V_{\text{OutH}}}{I_{\text{Test}}} = \frac{Z_{\text{LHeqAs}} \parallel Z_{\text{CH}}}{1 + T_{I=0}(s)} = (Z_{\text{LHeqAs}} \parallel Z_{\text{CH}} \parallel Z_{\text{CtrlHeq}})$$



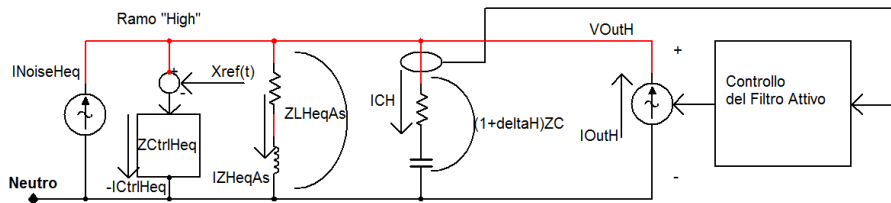
(a) Schema elettrico che descrive il ramo superiore isolato del generatore AC. con filtro attivo.



(b) Schema elettrico semplificato del ramo superiore isolato.



(c) Schema elettrico del ramo superiore isolato con scomposizione del generatore I_{HeqAs} e *feedback* della tensione V_{OutH} .



(d) Schema elettrico semplificato del ramo superiore isolato con impedenza equivalente $Z_{CtrlHeq}$.

Figura 3.3: Schemi elettrici del circuito rappresentante un ramo isolato del sistema con il generatore di corrente I_{OutH} che funge da filtro attivo.

quindi:

$$Z_{\text{CtrlHeq}} = \frac{Z_{\text{LHeqAs}} \parallel Z_{\text{CH}}}{T_{\text{I=0}}(s)}$$

Stimare l'andamento dell'impedenza Z_{CtrlHeq} è possibile grazie ai dati precedentemente forniti; in Fig. 3.4 è riportato l'andamento di Z_{CtrlHeq} normalizzato a 1Ω stimato con il *software* di calcolo *MatLab*, l'impedenza ha elevata conduttanza in bassa frequenza e nella banda del generatore AC assorbe quasi tutta la corrente iniettata dal generatore I_{Test} , analiticamente:

$$-\frac{I_{\text{CtrlHeq}}}{I_{\text{Test}}} = \frac{T_{\text{I=0}}(s)}{1 + T_{\text{I=0}}(s)}$$

$$-\frac{I_{\text{CtrlHeq}}}{I_{\text{Test}}} \sim 1 \quad \text{se } \|T_{\text{I=0}}\| \gg 1$$

In alta frequenza invece il modulo dell'impedenza tende a crescere fino a diventare un circuito aperto. Nello schema di Fig. 3.5(c) si mostra tramite l'applicazione di una corrente di disturbo a gradino I_{Test} , che Z_{CtrlHeq} nella banda del generatore AC è tale da assorbire la corrente iniettata evitando che vada a scorrere sulle impedenze passive e quindi che alteri la tensione V_{OutH} .

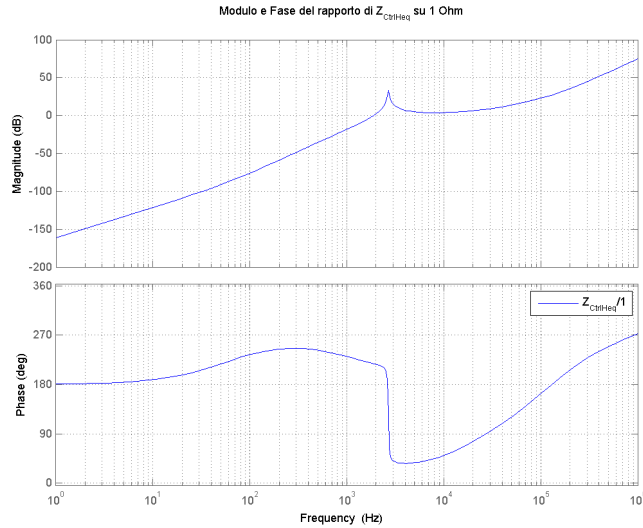
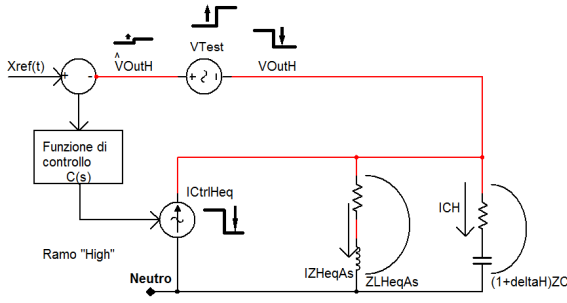
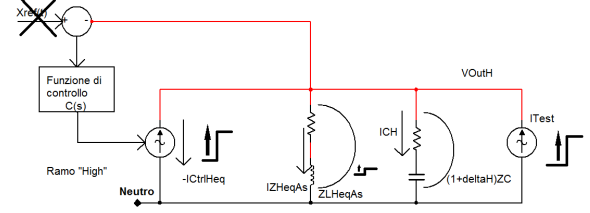


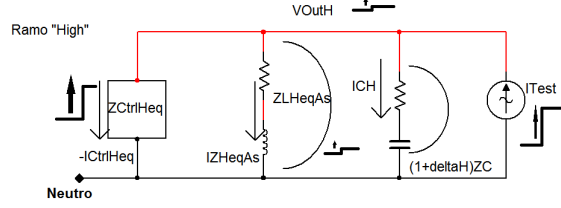
Figura 3.4: Modulo e fase dell'impedenza Z_{CtrlHeq} normalizzata.



(a) Schema elettrico del ramo isolato, a vuoto e senza filtro attivo, usato per calcolare il guadagno d'anello e mostrare gli effetti della retroazione.



(b) Schema elettrico usato per il calcolo di $Z_{CtrlHeq}$.



(c) Schema elettrico che mostra l'effetto dell'impedenza $Z_{CtrlHeq}$ sul circuito.

Figura 3.5: Circuiti usati per mostrare l'effetto del controllo dell'apparato, per calcolare $Z_{CtrlHeq}$ e mostrarne l'effetto sul circuito.

3.3.2 Schema a blocchi

Per ricavare lo schema a blocchi si parte dal circuito di Fig. 3.3(d); le equazioni usate per generare lo schema sono:

$$\begin{cases} I_{CH} = I_{NoiseHeq} + I_{OutH} - I_{ZLHeqAs} - (-I_{CtrlHeq}) \\ V_{OutH} = Z_{COutH} I_{CH} \\ I_{ZLHeqAs} = \frac{V_{OutH}}{Z_{LHeqAs}} \\ -I_{CtrlHeq} = \frac{V_{OutH} - X_{ref}}{Z_{CtrlHeq}} \end{cases}$$

quindi si è ottenuto lo schema di Fig. 3.6(a)².

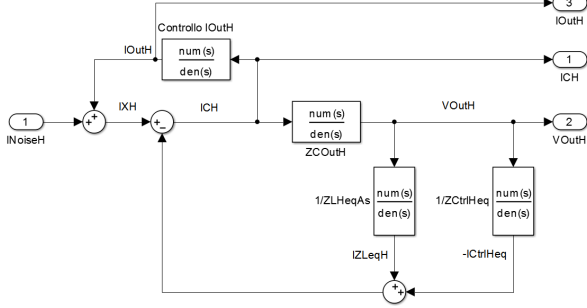
Lo schema a blocchi di Fig. 3.6(b) è equivalente al precedente ma evidenzia la funzione che il generatore di corrente del filtro attivo deve implementare; rispecchia infatti la classica struttura di un sistema in *feedback* dove si amplifica un errore calcolato come differenza tra I_{CH} ed il riferimento *Ground* (nullo) generando un segnale di correzione. Ipotizzando che il generatore di corrente pilotato sia un *Buffer* a guadagno unitario con banda infinita, è la funzione $A_{HP}(s)$ a imporre la corrente iniettata I_{OutH} in funzione di $-I_{CH}$.

Per poter definire la funzione di trasferimento $A_{HP}(s)$ è necessario calcolare prima la FdT $K_{ICHIXH} = \frac{I_{CH}}{I_{XH}}|_{I_{OutH}=0}$, tale funzione rappresenta la corrente che scorre sulla capacità Z_{COutH} in funzione della corrente iniettata da un generatore indipendente (I_{NoiseH} ad esempio), in assenza del sistema di *feedback* del filtro attivo; qualitativamente tale funzione ha guadagno unitario in alta frequenza, mentre in bassa frequenza ha guadagno nullo. L'Eq. (3.1) descrive in modo analitico il calcolo di K_{ICHIXH} , in Fig. 3.7 invece è stato riportato l'andamento di modulo e fase della

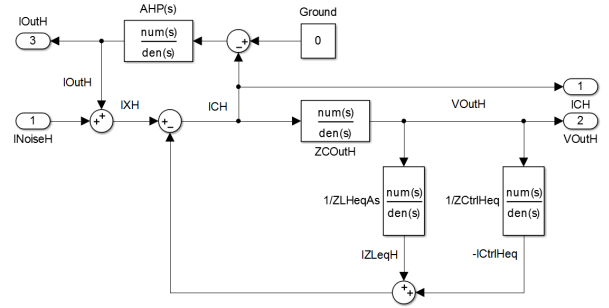
²Si osserva inoltre che le funzioni di trasferimento ottenibili dallo schema così costruito sono riconducibili a quelle ottenute per la topologia completa del generatore AC poste le condizioni $Z_M = 0$, collegando il blocco $Z_{CtrlHeq}$ tra la differenza di $X_{ref} - V_{OutH}$ ed I_{OutH} e posta $V_{HeqAs} = Z_{LHeqAs} I_{NoiseH}$.

funzione calcolata con i parametri forniti da *Elettrotest*; si osserva che l'andamento asintotico è simile a quello qualitativo descritto, il modulo si porta a guadagno unitario solo al di fuori della banda del sistema e quindi oltre i 10 kHz e presenta un picco di risonanza intorno ai 2.7 kHz mentre la fase in bassa frequenza è in anticipo di 270° ed in alta frequenza non ha ritardi o anticipi.

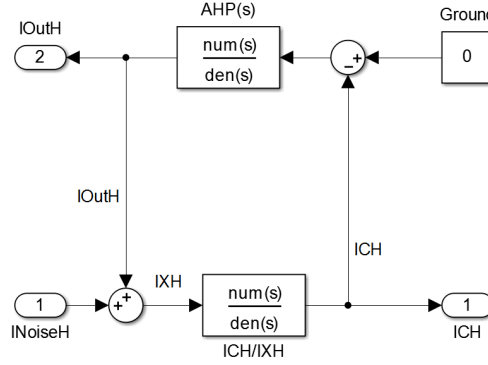
$$K_{I_{CH}I_{XH}} = \frac{I_{CH}}{I_{XH}} \Big|_{I_{OutH}=0} = \frac{1}{1 + Z_{C_{OutH}} \left(\frac{1}{Z_{L_{HeqAs}}} + \frac{1}{Z_{CtrlHeq}} \right)} \quad (3.1)$$



(a) Schema a blocchi ricavato dal circuito di Fig. 3.3(d).



(b) Schema a blocchi del ramo isolato, rimanipolato per evidenziare l'effetto correttivo che si vuole ottenere tramite il generatore I_{OutH} .



(c) Schema a blocchi del ramo isolato con filtro attivo che rappresenta il tipico sistema di *feedback*.

Figura 3.6: Schemi a blocchi rappresentanti il ramo superiore isolato a cui è stato collegato il filtro attivo rappresentato da I_{OutH} .

Il guadagno d'anello del *loop* che si viene a creare in seguito all'inserimento del generatore di corrente del filtro attivo è dato da:

$$T_{I_{OutH}}(s) = A_{HP}(s)K_{I_{CH}I_{XH}}(s)$$

mentre la funzione di trasferimento tra la corrente I_{NoiseH} iniettata dal generatore di rumore e la corrente sulla capacità del filtro di potenza I_{CH} risulta:

$$\begin{aligned} \frac{I_{CH}}{I_{NoiseHeq}} &= \frac{K_{I_{CH}I_{XH}}}{1 + K_{I_{CH}I_{XH}}A_{HP}} \\ &= \frac{K_{I_{CH}I_{XH}}}{1 + T_{I_{OutH}}(s)} \end{aligned}$$

Si osserva dall'equazione che andando a realizzare $A_{HP}(s)$ con guadagno elevato nella banda di interesse, la presenza del filtro attivo consente di attenuare la corrente I_{NoiseH} che senza filtro

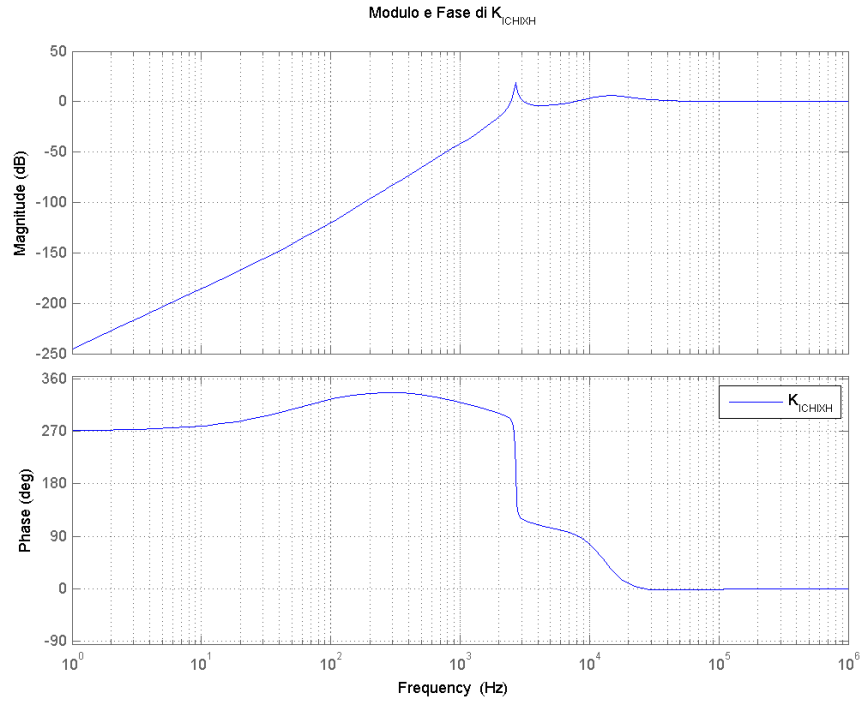


Figura 3.7: Modulo e fase della funzione di trasferimento $K_{IChIXH}(s)$.

andrebbe a scorrere sull'impedenza capacitiva $Z_{C_{OutH}}$ generando il *ripple* sulla tensione di uscita V_{OutH} .

3.4 Progettazione della funzione di guadagno che controlla i generatori del filtro attivo e analisi della stabilità di un ramo isolato

La progettazione di $A_{HP}(s)$ è vincolata all'analisi della stabilità del sistema che si viene a creare in seguito alla connessione del filtro attivo ad un ramo isolato del generatore AC; per definire $A_{HP}(s)$ è necessario pertanto analizzare il guadagno d'anello $T_{IOutH}(s) = K_{ICHIXH}(s)A_{HP}(s)$ e garantire che mantenga un margine di fase e guadagno sufficiente:

- $K_{ICHIXH}(s)$: la FdT è determinata dalla struttura pre-esistente del generatore AC e pertanto non è alterabile, attenua molto e sfasa di circa 270° in anticipo prima della frequenza di risonanza f_r ($f_r \sim 2.7$ kHz in Fig. 3.7) alla quale presenta un picco di circa 18 dB ed uno sfasamento di 90° in anticipo, oltre la frequenza di taglio del guadagno d'anello (10 kHz) tende ad avere guadagno unitario e sfasamento nullo;
- $A_{HP}(s)$ è il blocco che deve fornire guadagno nella banda in cui si intende attenuare il rumore, mentre non deve alterare la funzione di trasferimento alle altre frequenze per evitare di interferire con il funzionamento in banda del generatore AC; da $A_{HP}(s)$ dipendono pertanto la stabilità del sistema e le prestazioni del filtro.

Per progettare $A_{HP}(s)$ si utilizza il metodo grafico, basandosi sulle ipotesi effettuate e sui dati forniti da *Elettrotest* si adotta la Fig. 3.7 rappresentante $K_{ICHIXH}(s)$ per delineare una possibile funzione $A_{HP}(s)$.

La forma ideale di $A_{HP}(s)$ è costituita da un filtro passa alto con guadagno elevato nella banda delle frequenze da attenuare; idealmente non si vuole un limite di banda superiore del filtro attivo, in quanto si vogliono eliminare tutti i disturbi con frequenza superiore o uguale a f_s , tuttavia in una implementazione con componenti reali non si dispone di banda infinita e pertanto si impone fin da subito un limite a tale banda progettando $A_{HP}(s)$ come un filtro passabanda.

Definizione della funzione di guadagno $A_{HP}(s)$

In Fig. 3.8 sono descritti, tramite la traccia dell'andamento asintotico, modulo e fase della funzione $A_{HP}(s)$ tale da fornire guadagno in alta frequenza senza rendere instabile il sistema avente guadagno d'anello $T_{IOutH}(s)$. Per garantire la stabilità è necessario che $A_{HP}(s)$ smorzi il picco di risonanza della funzione $K_{ICHIXH}(s)$ al quale corrisponde una variazione repentina di fase che renderebbe altrimenti instabile l'apparato, inoltre $A_{HP}(s)$ non deve introdurre eccessivo sfasamento quando il guadagno di $\|T_{IOutH}\| > 1$ per evitare che il diagramma di *Nyquist* di $T_{IOutH}(s)$ circonda il punto $(-1, 0)$ nel piano complesso. Pertanto l'andamento proposto per $A_{HP}(s)$ consiste in un filtro derivatore con attenuazione superiore all'ampiezza del picco di $K_{ICHIXH}(s)$ alla frequenza di risonanza, cui si moltiplica una funzione di trasferimento con poli e zeri atti ad aumentare il guadagno del filtro, migliorare il margine di guadagno di $T_{IOutH}(s)$ e limitare la banda del sistema.

L'Eq. (3.2) descrive analiticamente $A_{HP}(s)$:

- ω_d pulsazione di attraversamento a guadagno unitario della componente derivativa.
- ω_{z1} , ω_{p1} pulsazioni definenti il polo e lo zero che portano a guadagno costante $A_{HP}(s)$ in prossimità del picco di risonanza per ridurre il rischio che anche piccole variazioni della posizione in frequenza del picco di $K_{ICHIXH}(s)$ rendano instabile il sistema; tali pulsazioni sono definite in funzione della posizione del picco di risonanza $\omega_{p1} = \pi f_r$ e $\omega_{z1} = 4\pi f_r$.
- ω_{z2} pulsazione dello zero usato per aumentare la pendenza con cui $A_{HP}(s)$ raggiunge il guadagno in banda.

- $\omega_{p2}, \omega_{p3}, \omega_{p4}$ pulsazioni corrispondenti ai poli che limitano la banda del sistema; il valore di tali pulsazioni va definito in base all'implementazione pratica della funzione $A_{HP}(s)$.

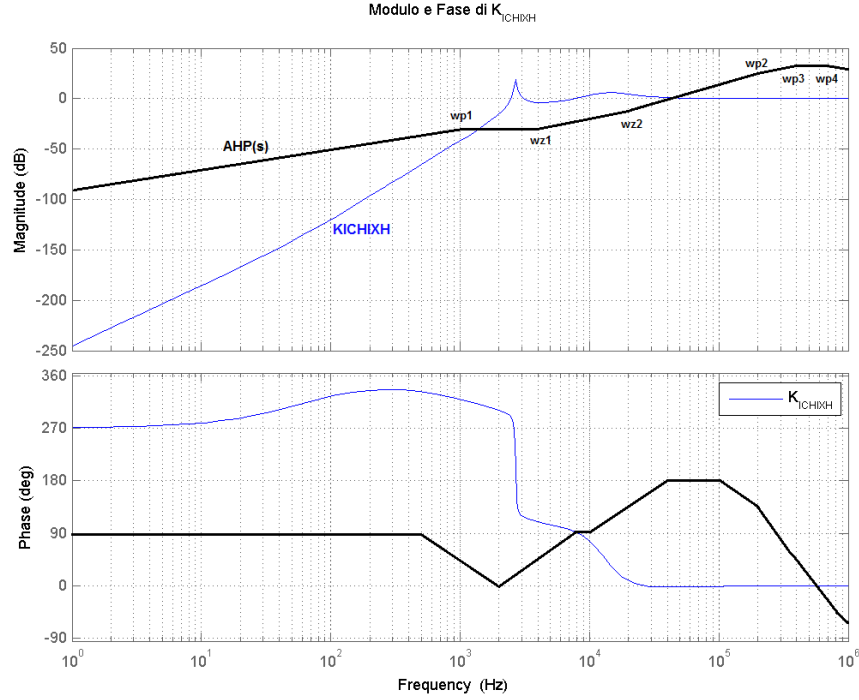


Figura 3.8: Modulo e fase asintotici che descrivono $A_{HP}(s)$ in base all'andamento di K_{ICHIXH} .

$$A_{HP}(s) = \underbrace{\frac{s}{\omega_d}}_{\text{Derivatore}} * \overbrace{\frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{z1}}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{p1}}\right)}}^{\text{Attenuazione del picco}} * \underbrace{\left(1 + \frac{s}{\omega_{z2}}\right)}_{\text{Aumento del guadagno}} * \overbrace{\frac{1}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{p2}}\right)\left(1 + \frac{s}{\omega_{p3}}\right)\left(1 + \frac{s}{\omega_{p4}}\right)}}^{\text{Limitazione della banda}} \quad (3.2)$$

Fissando le pulsazioni che determinano $A_{HP}(s)$ come descritto in Tab. 3.1 si è potuto rappresentare tramite l'uso di *MatLab* l'andamento di $A_{HP}(s)$ e del guadagno d'anello $T_{I_{OutH}}(s)$ riportati in Fig. 3.9 sovrapposti alla funzione $K_{ICHIXH}(s)$. Con i valori di pulsazione scelti l'anello di retroazione introdotto dal filtro attivo risulta stabile con un margine di fase $m_{phi} \sim 60^\circ$.

ω_d	ω_{z1}	ω_{z2}	ω_{p1}	ω_{p2}	ω_{p3}	ω_{p4}
$2\pi 13 \text{ krad/s}$	$2\pi 5.4 \text{ krad/s}$	$2\pi 20 \text{ krad/s}$	$2\pi 1.35 \text{ krad/s}$	$2\pi 200 \text{ krad/s}$	$2\pi 400 \text{ krad/s}$	$2\pi 700 \text{ krad/s}$

Tabella 3.1: Tabella con i valori delle pulsazioni che determinano $A_{HP}(s)$.

3.4.1 Prestazioni del filtro attivo applicato ad un ramo isolato del generatore AC

In Fig. 3.10 si osserva la funzione di trasferimento tra il generatore di rumore $I_{Noise_{Heq}}$ e la corrente sull'impedenza capacitiva I_{CH} con e senza il filtro attivo; il guadagno in alta frequenza della funzione qualora sia connesso il filtro scende in relazione al guadagno realizzato da $A_{HP}(s)$. Tuttavia con la funzione $A_{HP}(s)$ descritta, per mantenere stabile il sistema non è possibile

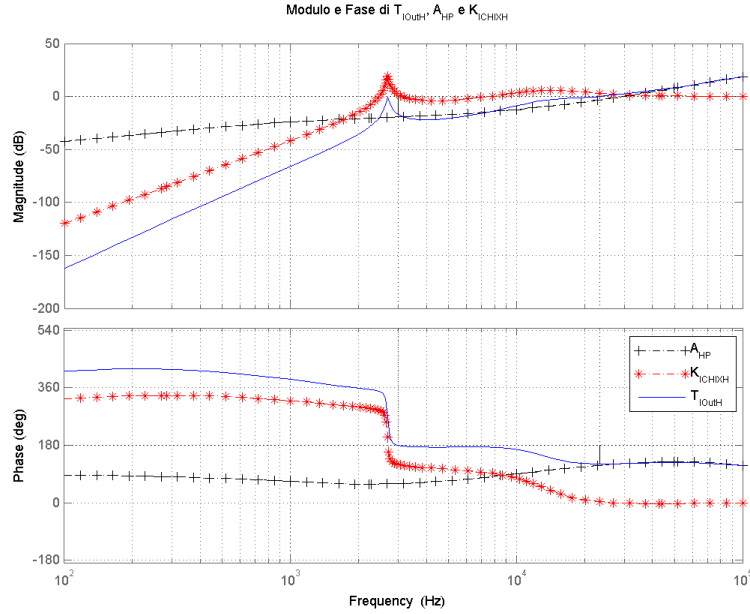


Figura 3.9: Modulo e fase delle funzioni $A_{HP}(s)$ in nero (+), $K_{I_{CH}I_{XH}}$ in rosso (*) e del risultante $T_{I_{OutH}}(s)$ in blu (—) ricavate con *MatLab*.

attenuare alla frequenza f_s ($f_s = 20$ kHz nell'esempio riportato) a cui si è visto essere presente l'armonica dominante del *ripple* sulla tensione di uscita. Il sistema così dimensionato inizia ad attenuare solamente le armoniche alle frequenze superiori a 30 kHz presentando al contrario una leggera sovraelongazione in prossimità del limite di banda del generatore AC (10 kHz) e smette di avere la funzione di filtro quando $\|A_{HP}\| < 1$ in alta frequenza.

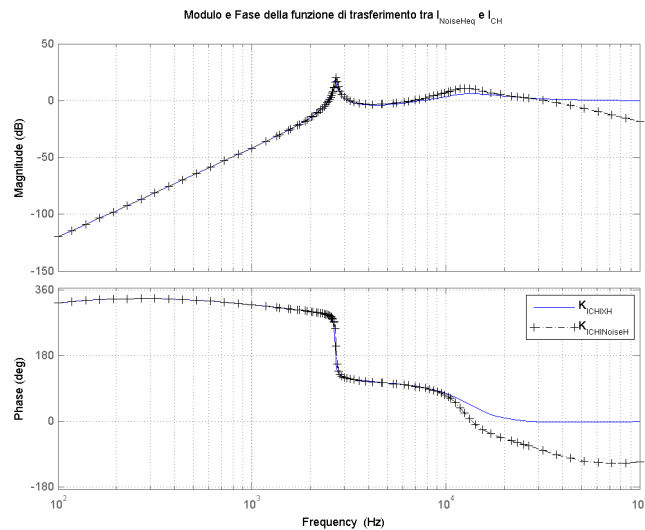


Figura 3.10: Modulo e fase della funzione di trasferimento tra il generatore di rumore $I_{NoiseHeq}$ e la corrente I_{CH} in presenza (in nero o +) o meno (in blu o —) del filtro attivo.

3.5 Correzione dei segnali di *feedback* del sistema per isolare il funzionamento del filtro attivo da quello del generatore AC

Dai dati forniti da *Elettrotest* si osserva che il limite superiore di banda del generatore AC risulta prossimo alla frequenza di *switching* degli interruttori, frequenza alla quale si trova l'armonica dominante del rumore sulla tensione di uscita; tale caratteristica fa sì che il filtro attivo non possa agire a tale frequenza poichè si rischia l'instabilità dell'apparato. Per evitare che l'interazione tra generatore AC e filtro attivo porti il sistema a diventare instabile è possibile effettuare un'iniezione sul *feedback* di tensione del generatore, l'unico ipotizzato, con un segnale che consenta di isolare il funzionamento del dispositivo progettato da quello dell'apparato del quale si vuole filtrare l'uscita.

Principio alla base dell'iniezione sul *feedback* di tensione

Il principio utilizzato è analogo a quello descritto durante l'analisi dell'effetto di carico nel Cap. 2, si vuole cioè fornire al sistema di retroazione un segnale che mantenga sempre stabile l'apparato anche quando sia collegato il filtro attivo.

Per capire perchè il filtro attivo renda instabile il generatore AC è sufficiente analizzarne il ruolo svolto. Scopo del filtro attivo è infatti rendere nulla la corrente sull'impedenza capacitiva di uscita del generatore in una certa banda di frequenze, facendo ciò di fatto si comporta come un condensatore con elevata capacità e selettivo in frequenza, posto in parallelo a quello già presente; assorbendo la corrente che scorre sull'impedenza capacitiva in sua assenza, il filtro attivo va a togliere il segnale che permette di mantenere stabile il *loop* dovuto al *feedback* di tensione. Tuttavia conoscendo la corrente iniettata dal filtro attivo è possibile ricostruire i segnali usati dal sistema di *feedback* e garantire così la stabilità dell'apparato.

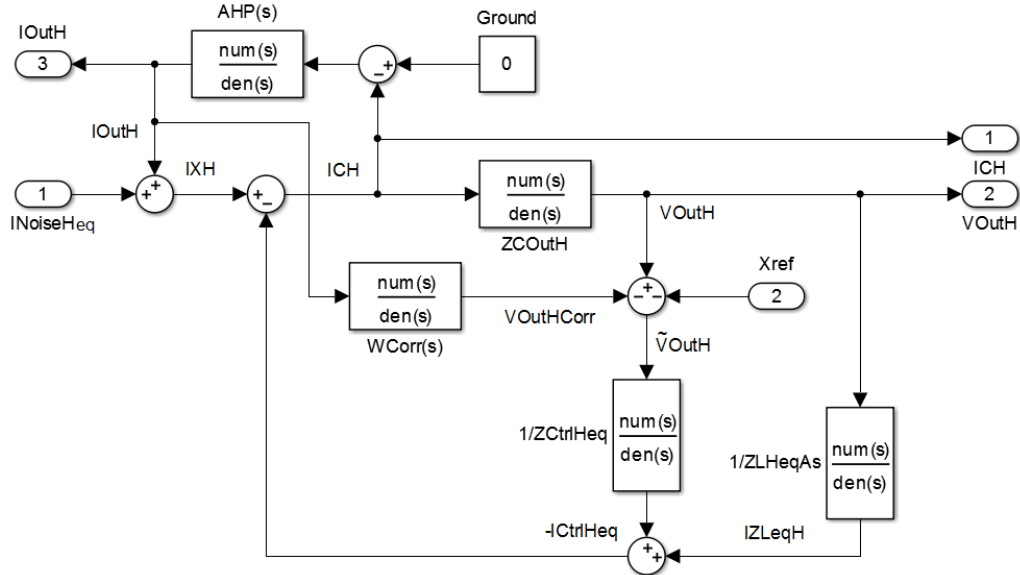
In Fig. 3.11 viene mostrato qualitativamente l'effetto dell'iniezione descritta sul segnale usato per il *feedback* della tensione di uscita; le ipotesi da usare per comprendere l'immagine sono che il generatore AC ed il filtro attivo siano stati realizzati in modo tale da lavorare sulla stessa banda di frequenze e che tale banda si estenda fino alla continua³. Il generatore I_{Test} è usato per iniettare una corrente di disturbo a gradino sull'uscita V_{OutH} e si osserva che tale corrente viene assorbita principalmente dal generatore del filtro attivo I_{OutH} e dal generatore controllato I_{CtrlHeq} in base a quanto guadagno hanno i rispettivi *loop* di controllo. L'assorbimento di corrente da parte del filtro porta però a ridurre l'ampiezza della variazione presente sul segnale V_{OutH} prelevato dal *feedback* di tensione del generatore AC. Perciò viene iniettato V_{OutHCorr} contributo di $\tilde{V}_{\text{OutH}}$ proporzionale alla corrente assorbita dal filtro attivo che ricrea la tensione di retroazione che si troverebbe sull'uscita V_{OutH} se non fosse presente il filtro; ripristinando il segnale si garantisce che il generatore AC rimanga stabile.

Si osserva che nel caso il filtro attivo venga spento anche la tensione V_{OutHCorr} si annulla e pertanto il sistema torna a funzionare come in assenza del dispositivo di filtraggio.

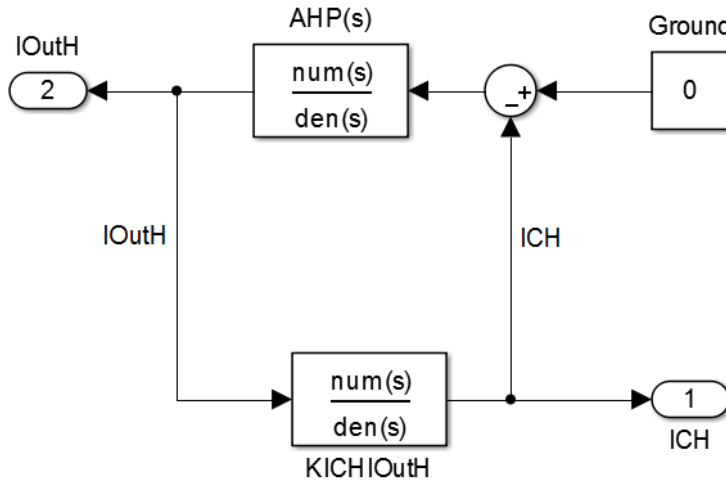
Schema a blocchi del ramo isolato con filtro attivo e correzione del *feedback* di tensione

Riutilizzando lo schema a blocchi precedentemente modellizzato per il ramo isolato ed aggiungendo l'iniezione del segnale V_{OutHCorr} per correggere il *feedback* di tensione del generatore

³Ciò è stato ipotizzato solamente perchè si è usato un segnale a gradino per mostrare qualitativamente cosa accade; nella realtà non si vuole assolutamente che il generatore di corrente del filtro attivo agisca fino alla continua poichè altrimenti andrebbe a sovrapporsi al funzionamento stesso del generatore AC.



(a) Schema a blocchi con correzione del *feedback* di tensione del generatore AC.



(b) Schema a blocchi semplificato del ramo superiore isolato con correzione della tensione di retroazione del generatore AC; lo schema è usato per calcolare il guadagno d'anello che serve a progettare $A_{HP}(s)$ e $W_{Corr}(s)$.

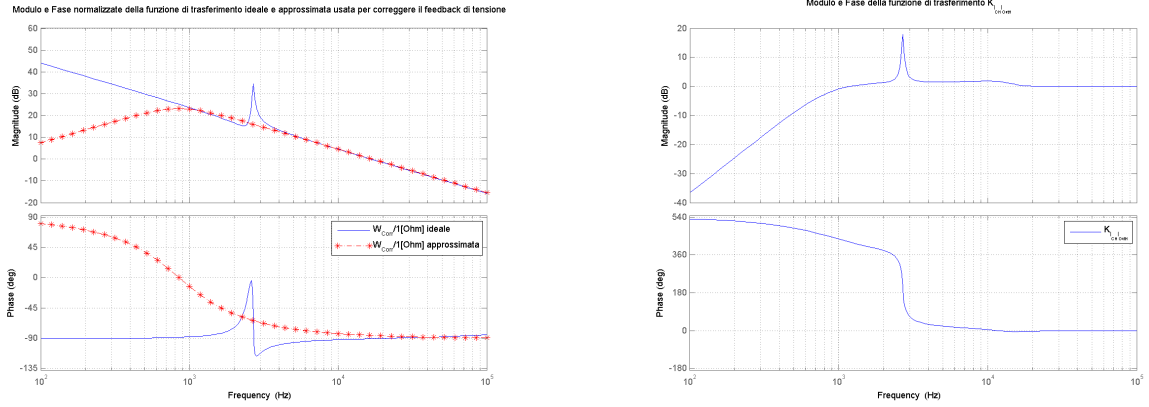
Figura 3.12: Schemi a blocchi rappresentanti il ramo superiore isolato a cui è stato collegato il filtro attivo ed è stato corretto il *feedback* del generatore AC.

- $\xi_T = 0.7$ coefficiente di smorzamento dei poli complessi coniugati che realizzano W_{Corr} approssimanta, la scelta è stata fatta in modo tale che non si generino picchi di risonanza e che si abbia un valore realizzabile nella pratica;

$$W_{\text{Corr}}(s) = \frac{A_{\text{Corr}}^2 \frac{s}{\omega_T}}{1 + \frac{2A_{\text{Corr}}\xi_T s}{\omega_T} + \frac{(sA_{\text{Corr}})^2}{\omega_T^2}} \quad (3.3)$$

la differenza principale tra le due funzioni, ideale ed approssimata, nella banda di interesse⁵ è dovuta al picco di risonanza.

Sostituendo la funzione $W_{\text{Corr}}(s)$ approssimata in K_{ICHIOuTH} si ottiene la funzione con la quale dimensionare il guadagno del filtro attivo $A_{\text{HP}}(s)$; l'andamento di K_{ICHIOuTH} ottenuto coi dati forniti da *Elettrotest* è riportato in Fig. 3.13(b), il modulo della funzione presenta un picco alla frequenza di risonanza generato da zeri complessi a parte reale positiva e poli complessi a parte reale negativa con un conseguente sfasamento complessivo di ben 360° che però avviene in modo brusco nell'intorno della frequenza di risonanza. Il guadagno d'anello risultante dallo schema a



(a) Modulo e fase della funzione di correzione $W_{\text{Corr}}(s)$ ideale ed approssimata, normalizzate a 1Ω .

(b) Modulo e fase della funzione di trasferimento K_{ICHIOuTH} .

Figura 3.13: Modulo e fase delle funzioni di trasferimento descrittive lo schema a blocchi con correzione del *feedback*.

blocchi di Fig. 3.12(b) con iniezione sul *feedback* di tensione è dato da:

$$T_{\text{IOuTH}}(s) = K_{\text{ICHIOuTH}}(s)A_{\text{HP}}(s)$$

Progettazione del guadagno del filtro attivo $A_{\text{HP}}(s)$ in seguito all'iniezione sul *feedback* di tensione

La progettazione del guadagno del filtro attivo è analoga a quanto fatto in precedenza, tuttavia grazie all'iniezione sul *feedback* di tensione la funzione sulla quale progettare $A_{\text{HP}}(s)$ è ora $K_{\text{ICHIOuTH}}(s)$ rappresentata in Fig. 3.13(b). Analiticamente $A_{\text{HP}}(s)$ è uguale a quella già progettata ma la forma di $K_{\text{ICHIOuTH}}(s)$ consente la disposizione di poli e zeri in modo tale da ottenere guadagno anche alla frequenza di commutazione f_s ; importante è osservare che la brusca variazione di fase di $K_{\text{ICHIOuTH}}(s)$ impone la necessità di smorzare nel guadagno d'anello il picco di risonanza generato da tale funzione tramite l'uso di $A_{\text{HP}}(s)$ con sufficiente attenuazione, in caso contrario il sistema risulta instabile. L'Eq. 3.2 viene perciò ricalcolata con le pulsazioni

⁵Nel caso simulato la banda in cui interessa ridurre lo sfasamento ed avere guadagno unitario per la funzione K_{ICHIOuTH} risulta essere tra $\sim 1 \text{ kHz}$ e $\sim 60 \text{ kHz}$

della Tab. 3.2 e la risultante funzione $A_{HP}(s)$ ed il guadagno d'anello $T_{I_{OutH}}(s)$ sono riportati in modulo e fase in Fig. 3.14, sovrapposti a $K_{I_{CH}I_{OutH}}(s)$; il sistema così risultante ha margine di fase $m_{phi} = 42^\circ$ e margine di guadagno $m_g = 9.2\text{ dB}$.

ω_d	ω_{z1}	ω_{z2}	ω_{p1}	ω_{p2}	ω_{p3}	ω_{p4}
$2\pi 10\text{ krad/s}$	$2\pi 2.97\text{ krad/s}$	$2\pi 4\text{ krad/s}$	$2\pi 1.35\text{ krad/s}$	$2\pi 40\text{ krad/s}$	$2\pi 200\text{ krad/s}$	$2\pi 400\text{ krad/s}$

Tabella 3.2: Tabella con i valori delle pulsazioni che determinano $A_{HP}(s)$ progettata in seguito all'iniezione sul *feedback* di tensione.

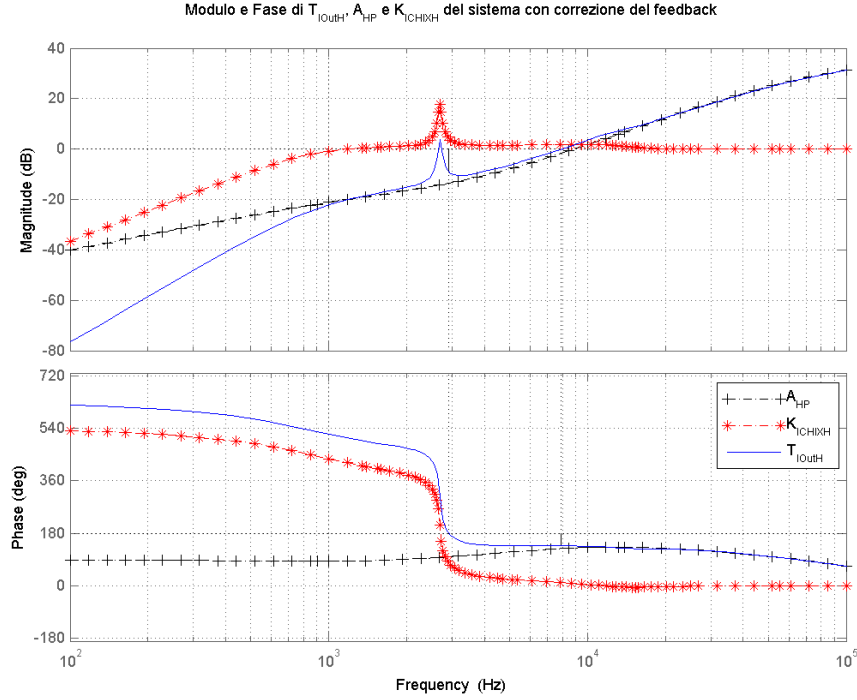


Figura 3.14: Modulo e fase delle funzioni $A_{HP}(s)$ in nero (+), $K_{I_{CH}I_{XH}}(s)$ in rosso (*) e del risultante $T_{I_{OutH}}(s)$ in blu (—) ricavate con *MatLab*.

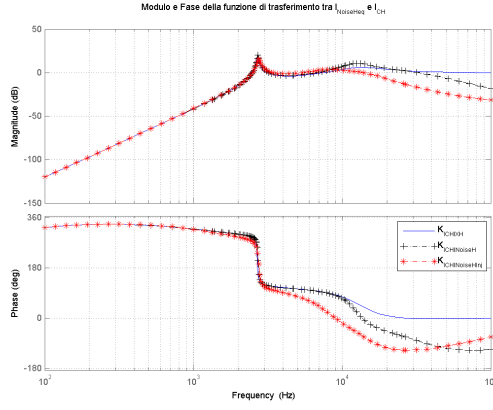
3.5.1 Prestazioni del sistema di filtraggio con iniezione sul *feedback* di tensione del generatore AC

Osservando lo schema a blocchi di Fig. 3.12(a) si calcola la funzione di trasferimento in catena chiusa tra il generatore di rumore $I_{NoiseHeq}$ e la corrente I_{CH} ottenendo:

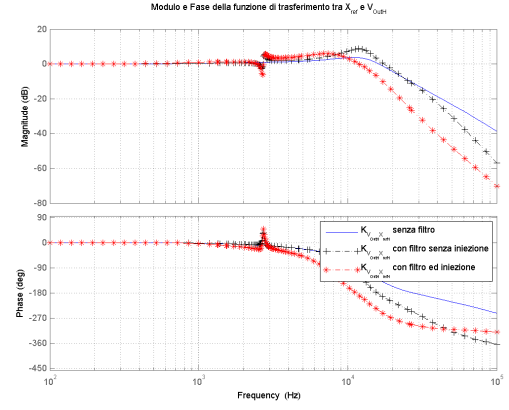
$$K_{I_{CH}I_{NoiseHeq}} = \frac{I_{CH}}{I_{NoiseHeq}} = \frac{1}{1 + Z_{CH} \left(\frac{1}{Z_{L_{HeqAs}}} + \frac{1}{Z_{CtrlHeq}} \right) + A_{HP}(s) \left(1 + \frac{W_{Corr}(s)}{Z_{CtrlHeq}} \right)}$$

il cui andamento in modulo e fase è riportato in rosso (o *) in Fig. 3.15(a), sovrapposto alle curve ottenute precedentemente senza filtro in blu (o —) o con il filtro ma senza la correzione del *feedback* di tensione in nero (o +).

Grazie all'iniezione del segnale di correzione del *feedback* si sono migliorate le prestazioni del filtro attivo che con l'ultima implementazione riesce ad attenuare anche le armoniche di rumore



(a) Modulo e fase della funzione di trasferimento tra il generatore di rumore I_{NoiseHeq} e la corrente I_{CH} .



(b) Modulo e fase della funzione di trasferimento tra il riferimento di tensione X_{ref} e la tensione di uscita V_{OutH} .

Figura 3.15: Modulo e fase delle funzioni di trasferimento utili a valutare le prestazioni in assenza del filtro (in nero o +) con il filtro modellizzato senza correzione del *feedback* (in blu o -) e con il filtro più l'iniezione sulla tensione di retroazione (in rosso o *).

alla frequenza di commutazione degli interruttori (nell'immagine riportata il filtro attenua di 11 dB la componente a $f_s = 20 \text{ kHz}$ rispetto allo stesso sistema senza filtro).

La funzione di trasferimento tra il riferimento di tensione X_{ref} e la tensione di uscita V_{OutH} calcolata dallo schema a blocchi è invece:

$$K_{V_{\text{OutH}}X_{\text{ref}}} = \frac{V_{\text{OutH}}}{X_{\text{ref}}} = \frac{\frac{Z_{\text{CH}}}{Z_{\text{CtrlHeq}}}}{1 + Z_{\text{CH}} \left(\frac{1}{Z_{\text{LHeqAs}}} + \frac{1}{Z_{\text{CtrlHeq}}} \right) + A_{\text{HP}}(s) \left(1 + \frac{W_{\text{Corr}}(s)}{Z_{\text{CtrlHeq}}} \right)}$$

rappresentata in modulo e fase in Fig. 3.15(b) insieme agli andamenti della stessa funzione calcolati nei casi senza filtro attivo e con filtro ma senza iniezione sul *feedback*.

Si osserva che la presenza del filtro attivo e l'iniezione non alterano il comportamento del generatore AC in bassa frequenza e vanno a modificare la funzione di trasferimento tra riferimento ed uscita solamente in prossimità del limite di banda del sistema aumentando l'attenuazione fuori banda.

3.6 Simulazioni nel tempo di un ramo isolato con filtro attivo cui vengono applicate le diverse funzioni di controllo

Applicando nel circuito di Fig. 3.3(d) il Th. di *Thevenin* al generatore $I_{\text{Noise}_{\text{Heq}}}$ e all'impedenza induttiva $Z_{\text{L}_{\text{HeqAs}}}$ si è giunti allo schema di Fig. 3.16; tale trasformazione mette in evidenza la sorgente di rumore dovuto allo *switching* ad alta frequenza degli *H-Bridge* e alle asimmetrie. Così facendo si è riportato il circuito ad una forma più simile a quella della topologia iniziale dove tuttavia è ora presente un'impedenza particolare $Z_{\text{Ctrl}_{\text{Heq}}}$ che rappresenta il controllo sulla tensione di uscita effettuato dal sistema; inoltre si è collegato sia il filtro attivo che il sistema di correzione del *feedback* di tensione.

Dal circuito elettrico si è passati allo schema a blocchi di Fig. 3.17 nel quale si sono collegati propriamente ingressi ed uscite per simulare i diversi casi che sono:

- a) ramo isolato senza la presenza del filtro attivo ($I_{\text{OutH}_{\text{Out}}}$, $I_{\text{OutH}_{\text{In}}}$, $V_{\text{OutH}_{\text{Corr}_{\text{Out}}}}$ e $V_{\text{OutH}_{\text{Corr}_{\text{In}}}}$ tutti scollegati);
- b) ramo isolato con filtro attivo ma senza sistema di correzione del *feedback* di tensione ($I_{\text{OutH}_{\text{Out}}}$ e $I_{\text{OutH}_{\text{In}}}$ collegati tra loro, $V_{\text{OutH}_{\text{Corr}_{\text{Out}}}}$ e $V_{\text{OutH}_{\text{Corr}_{\text{In}}}}$ scollegati);
- c) ramo isolato con filtro attivo e con sistema di correzione del *feedback* di tensione ($I_{\text{OutH}_{\text{Out}}}$ e $I_{\text{OutH}_{\text{In}}}$ collegati tra loro, $V_{\text{OutH}_{\text{Corr}_{\text{Out}}}}$ e $V_{\text{OutH}_{\text{Corr}_{\text{In}}}}$ collegati tra loro).

Simulando con una tensione X_{ref} di riferimento data da una sinusoide di ampiezza 1 V a frequenza $\frac{f_s}{400}$ e tensione di rumore V_{NoiseHeq} triangolare con ampiezza di picco di ± 1 V e periodo $T_s = \frac{1}{f_s} = 50 \mu\text{s}$ si sono ottenuti i grafici di Fig. 3.18. Si osserva che il sistema dato dal caso c) risulta essere più performante ed attenua il rumore di 11 dB come previsto dalla progettazione del filtro attivo senza alterare la tensione in bassa frequenza imposta dal generatore AC.

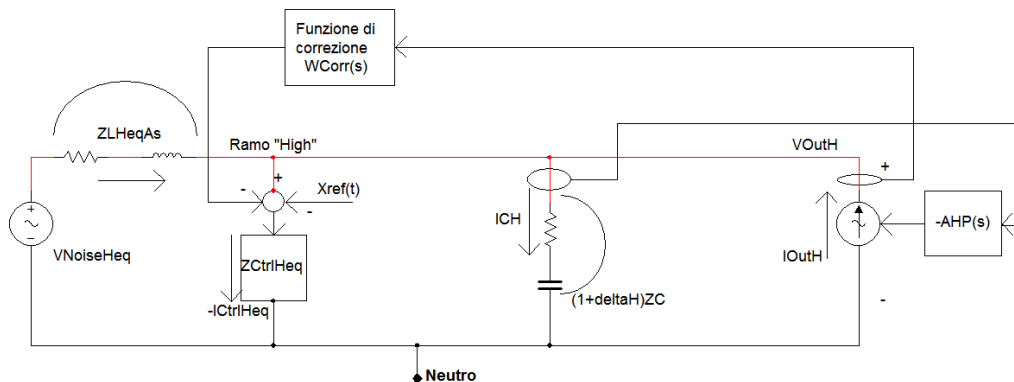


Figura 3.16: Schema elettrico di un ramo isolato con generatore di rumore in tensione, filtro attivo ed iniezione sul *feedback* di tensione del generatore AC.

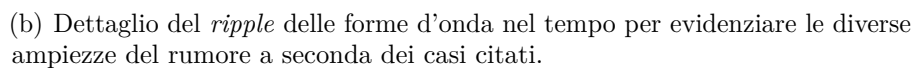
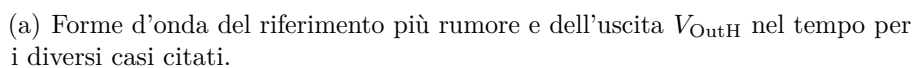
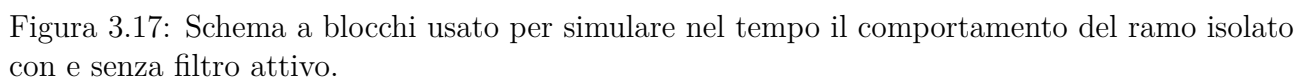


Figura 3.18: Forme d'onda della tensione V_{OutH} nei diversi casi a), b) e c).

3.7 Conclusioni sulla progettazione fatta su singolo ramo del filtro attivo

Dalle analisi e dai risultati raggiunti si può affermare che l'implementazione del filtro attivo è possibile e principalmente segue due strade: la prima corrisponde a far lavorare il filtro attivo al di fuori della banda del generatore AC, evitando che l'interazione tra i due dispositivi generi problemi di stabilità; la seconda prevede invece di isolare il funzionamento delle due strutture tramite la correzione dei segnali usati per la retroazione da parte del generatore AC. Entrambe le possibilità sono volte ad attenuare il rumore sulla tensione di uscita con risultati più o meno performanti, ma che dipendono fortemente dai dati dello specifico generatore AC sul quale si va ad adattare il filtro attivo.

Capitolo 4

Studio qualitativo del filtro attivo con entrambi i rami del generatore interagenti tra loro

Nel seguente capitolo si procede lo studio del filtro attivo andando a considerare quale sia l'interazione tra i due rami del circuito; l'analisi è fatta senza il carico ($I_{\text{Out}} = 0$) il cui effetto va analizzato in seguito rasentando l'analisi fatta nel Cap. 2.

La valutazione dell'interazione tra i rami viene effettuata a livello qualitativo poichè per poter stimare nei dettagli gli effetti dovuti all'accoppiamento magnetico delle induttanze Z_{LSH} e Z_{LSL} è necessario conoscere il sistema di retroazione completo del generatore AC che non è noto. Si pone quindi $Z_M \neq 0$, utilizzando le funzioni di trasferimento che descrivono il blocco *topologia* si valuta se l'interazione tra i rami del circuito causi variazioni nel funzionamento del filtro progettato per i singoli rami isolati; quindi si considera l'effetto dell'accoppiamento sulla stabilità globale del sistema, proponendo degli accorgimenti atti a garantirne il corretto funzionamento. Lo schema elettrico di riferimento durante lo studio dell'interazione di entrambi i rami è quello di Fig. 3.2.

4.1 Schema a blocchi con interazione di entrambi i rami del generatore AC con il filtro attivo e valutazione dei *loops* che si creano a causa dell'interazione

L'interazione tra i rami del generatore AC è generata dall'accoppiamento magnetico delle impedenze Z_{LSH} e Z_{LSL} ; poichè il filtro attivo utilizza per il *feedback* le correnti I_{CH} e I_{CL} , è necessario andare a verificare come queste grandezze vengano alterate in seguito all'interazione, quando cioè $Z_M \neq 0$.

Partendo dal blocco *Topologia* in Fig. 4.1(a) si aggiungono: le funzioni del filtro attivo sviluppate per i singoli rami, il carico e un generico sistema di *feedback* del generatore AC¹. Il carico e la matrice di retroazione alterano le funzioni di trasferimento tra gli ingressi I_{OutH} , I_{OutL} e le uscite I_{CH} , I_{CL} in assenza del filtro attivo, ma tali funzioni non sono note poichè non si conosce la matrice di retroazione; si osserva inoltre che nello schema a blocchi sono stati eliminati i riferimenti di ingresso poichè l'obiettivo dell'analisi è mostrare l'effetto dell'interazione sulla stabilità del generatore AC che risulta indipendente dai segnali di riferimento.

¹Del sistema di *feedback* del generatore AC non si conosce la struttura dettagliata, tuttavia è noto che il controllo faccia uso delle uscite V_{OutH} , V_{OutL} , I_{NH} e I_{NL} per controllare le tensioni di ingresso V_{HeqAs} e V_{LeqAs} , mentre I_{CH} e I_{CL} non sono utilizzate.

Nell'ipotesi vengano aperti gli anelli di *feedback* generati dal filtro attivo e rimangano chiusi quelli dovuti al carico ed al sistema di retroazione, sono definite le funzioni:

$$\begin{aligned} W_{I_{CH}I_{OutH}}(s) &= \frac{I_{CH}}{I_{OutH}} & W_{I_{CH}I_{OutL}}(s) &= \frac{I_{CH}}{I_{OutL}} \\ W_{I_{CL}I_{OutL}}(s) &= \frac{I_{CL}}{I_{OutL}} & W_{I_{CL}I_{OutH}}(s) &= \frac{I_{CL}}{I_{OutH}} \end{aligned}$$

usando le quali è possibile descrivere il sistema come osservabile in Fig. 4.1(b). Nell'immagine sono stati evidenziati i *loop* che il filtro attivo genera; si notano gli anelli locali studiati nel Cap. 3 ed è tracciato il loop globale dovuto all'interazione tra i due rami del generatore.

L'analisi della stabilità del sistema completo deve pertanto verificare che entrambi gli anelli locali e globali siano stabili: l'analisi degli anelli locali è analoga a quella fatta per i rami isolati tra loro, mentre nel considerare il sistema complessivo è necessario vedere in catena chiusa i singoli rami. Si giunge pertanto allo schema di Fig. 4.1(c) dove si sono racchiusi con un rettangolo i blocchi da analizzare in catena chiusa per l'analisi del guadagno d'anello globale. Interrompendo l'anello globale e definendo:

$$\begin{aligned} W_{I_{OutH}I_{CHL}}(s) &= \frac{I_{OutH}}{I_{CHL}} = -\frac{A_{HP}(s)}{1 + A_{HP}(s)W_{I_{CL}I_{OutL}}(s)} \\ W_{I_{OutL}I_{CLH}}(s) &= \frac{I_{OutL}}{I_{CLH}} = -\frac{A_{HP}(s)}{1 + A_{HP}(s)W_{I_{CH}I_{OutH}}(s)} \end{aligned}$$

si calcola il guadagno d'anello globale che si utilizza per verificare la stabilità:

$$T_{Glob}(s) = -W_{I_{CH}I_{OutL}}W_{I_{OutH}I_{CHL}}W_{I_{CL}I_{OutH}}W_{I_{OutL}I_{CLH}}$$

4.2 Possibile correzione per garantire la stabilità dell'anello globale

Non conoscendo la forma delle funzioni di trasferimento che contribuiscono al calcolo di $T_{Glob}(s)$ non è possibile determinare se globalmente il sistema rappresentato in Fig. 4.1 sia stabile o meno; tuttavia è possibile applicare un sistema di correzione che garantisca la stabilità globale indipendentemente² dalla forma delle FdT .

L'idea alla base della correzione proposta è quella di isolare i due rami del generatore in modo tale che assicurando la stabilità degli anelli locali si garantisca anche la stabilità globale; per fare ciò si cerca di elidere i contributi di interazione tra i due rami modificando la corrente iniettata dai generatori di corrente del filtro attivo. In Fig. 4.2 è mostrato lo schema a blocchi del sistema completo cui si sono aggiunte le funzioni di correzione $W_{I_{CorrHL}}$ e $W_{I_{CorrLH}}$ che generano, a partire dalle correnti I_{OutH} , I_{OutL} , i segnali I_{CorrH} , I_{CorrL} che si vanno a sottrarre all'ingresso dei guadagni $A_{HP}(s)$; con riferimento alle notazioni presenti nello schema dell'immagine si impone:

$$\begin{aligned} I_{CorrH} &= I_{CHL} \\ I_{CorrL} &= I_{CLH} \end{aligned}$$

²Dal punto di vista teorico il sistema correttivo rende stabile in ogni caso l'anello globale, tuttavia nella pratica variazioni delle FdT dall'andamento ideale o delle impedenze dal valore nominale possono rendere comunque critica l'interazione tra i rami del generatore.

Per ottenere ciò si deve avere:

$$W_{ICorrHL} = W_{ICHIOutL}(s)$$

$$W_{ICorrLH} = W_{ICLIOutH}(s)$$

con tale accorgimento si isolano i rami del generatore AC.

Tuttavia, poichè nella realizzazione pratica non si riesce a ottenere l'eguaglianza tra due funzioni di trasferimento, rimane sempre parte dell'interazione tra i rami del generatore che però risulta di molto ridotta.

Il guadagno d'anello globale risultante dopo la correzione diventa:

$$T_{GlobCorr}(s) = -(W_{ICHIOutL} - W_{ICorrHL}) W_{IOutHICHL} (W_{ICLIOutH} - W_{ICorrLH}) W_{IOutLICHL}$$

che con le condizioni poste risulta avere $\|T_{GlobCorr}(j\omega)\| \ll 1$ su tutta la banda, quindi il sistema globale risulta stabile.

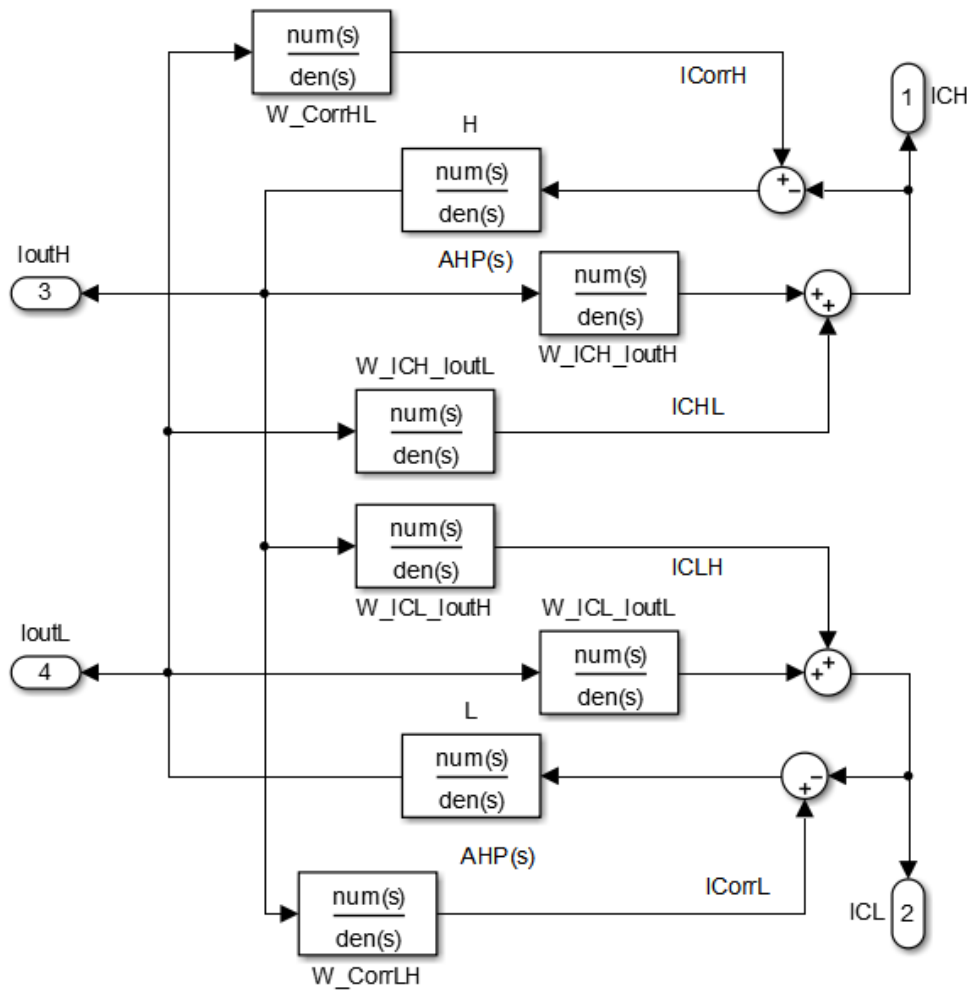


Figura 4.2: Schema a blocchi con la correzione proposta per isolare i rami e assicurare stabilità al loop globale.

4.3 Conclusioni traibili dall'analisi qualitativa dell'interazione tra rami del generatore AC

Il filtro attivo progettato sui singoli rami è vincolato alle molteplici ipotesi fatte in fase di *design*; nella precedente analisi, venendo meno l'ipotesi di isolamento ($Z_M \neq 0$), si è mostrato che l'interazione tra i rami del generatore AC comporta la generazione di un ulteriore *loop* che può causare instabilità. Non volendo creare però un filtro specifico per un dato generatore AC, ma una struttura generica adattabile a qualsiasi apparato facente uso della topologia illustrata, non è possibile determinare con l'analisi qualitativa se il sistema reale risulti stabile o meno in seguito alla progettazione fatta. Tuttavia come mostrato, è possibile adottare tecniche di stabilizzazione simili a quelle applicate durante la progettazione di $A_{HP}(s)$, per correggere i segnali di *feedback* e garantire che il sistema complessivo risulti stabile.

Per poter implementare il filtro attivo nella pratica, le funzioni $A_{HP}(s)$, W_{Corr} , $W_{I_{CorrHL}}(s)$ e $W_{I_{CorrLH}}(s)$ devono essere riprogettate adattando il filtro attivo allo specifico generatore comprensivo del sistema di retroazione completo. La riprogettazione segue però la linea guida fornita nella tesi e richiede solamente di sviluppare i calcoli lasciati in sospeso per mancanza di informazioni dettagliate; ciò che rimane inalterato è il principio con cui si filtra il rumore.

Capitolo 5

Specifiche di potenza del filtro attivo

Nel seguente capitolo vengono definite le specifiche di potenza dei generatori di corrente del filtro attivo, i quali rappresentano la componente di potenza del dispositivo progettato; per fare ciò si ipotizza che i generatori siano realizzati con la struttura di un amplificatore in classe B. In seguito viene creato un modello per la dissipazione della potenza ed è riportato un esempio di calcolo del numero di dispositivi necessari a realizzare i generatori di corrente. Il tutto è calcolato sotto specifiche ipotesi sul funzionamento del generatore AC.

5.1 Ipotesi sugli estremi di funzionamento del generatore AC

Per poter definire le specifiche di potenza del filtro attivo è necessario fissare delle ipotesi sui limiti di tensione e corrente dovuti al funzionamento del generatore AC; le ipotesi sono:

- (a) Le tensioni di uscita del generatore AC riferite al neutro sono sempre:

$$VBUS_{Neg} \leq V_{OutH}, V_{OutL} \leq VBUS_{Pos}$$

Infatti per la topologia del generatore AC, non è possibile che le tensioni superino quelle di alimentazione degli *H-Bridge*.

- (b) Il generatore AC è alimentato tramite la rete 3-fase nazionale e pertanto le tensioni $VBUS_{Pos}$, $VBUS_{Neg}$ riferite al *Neutro* generate tramite il raddrizzatore di Fig. 1.1 corrispondono a $VBUS_{Pos} \simeq +620\text{ V}$, $VBUS_{Neg} \simeq -620\text{ V}$.
- (c) La tensione di uscita V_{Out} è descrivibile come la somma della tensione ideale $V_{OutIdeale}$ più il rumore V_{Ripple} che è costituito da una sola armonica alla frequenza f_s la cui ampiezza è determinata dalla tensione picco-picco massima $V_{Ripplepp}$ di rumore misurato sul sistema a vuoto; l'Eq. (5.1) descrive la tensione V_{Out} così rappresentata. Analogamente sono descrivibili le tensioni V_{OutH} e V_{OutL} .

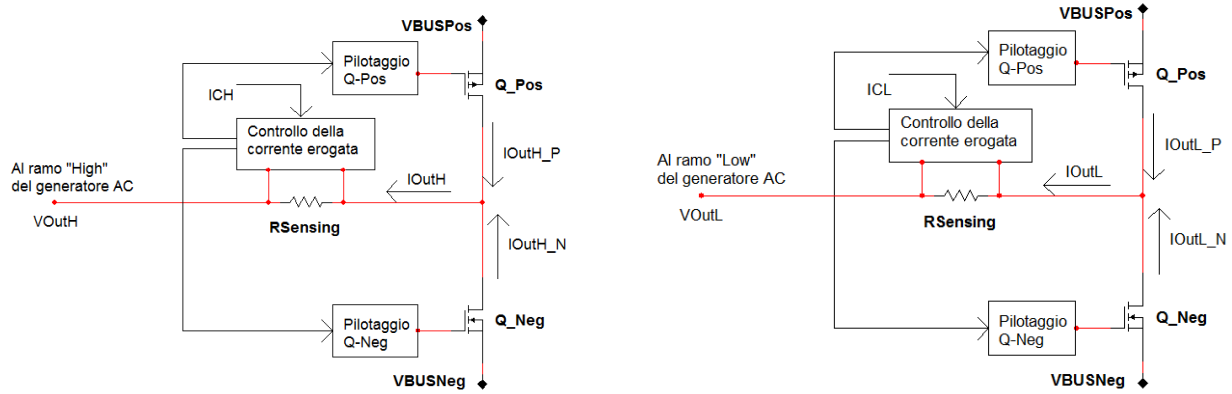
$$V_{Out} = V_{OutIdeale} + V_{Ripple}$$

$$V_{Ripple}(t) = \frac{V_{Ripplepp}}{2} \sin(2\pi f_s t + \phi) \quad (5.1)$$

5.2 Presentazione dello schema elettrico qualitativo per la realizzazione dei generatori di corrente

Per quanto spiegato nel Cap. 3, il filtro attivo viene realizzato tramite l'uso di due generatori che iniettano corrente nelle capacità di filtro tale da attenuare il *ripple* sulla tensione di uscita dovuto alle asimmetrie e al funzionamento *switching* dell'apparato.

Nella seguente sezione si presenta qualitativamente l'implementazione dei generatori di corrente I_{OutH} e I_{OutL} per poter descriverne il funzionamento di base e dare così delle specifiche ai componenti di potenza che li compongono; in Fig. 5.1 sono raffigurati gli schemi qualitativi dei generatori di corrente per il ramo *High* e *Low* che vanno collegati rispettivamente a V_{OutH} e V_{OutL} . Per la simmetria presente tra i rami superiore ed inferiore, la descrizione fatta per il generatore del filtro attivo del ramo superiore è valida anche per il ramo inferiore; per lo stesso motivo nelle sezioni successive non sono sempre riportati tutti i calcoli dettagliati per il generatore I_{OutL} .



(a) Circuito qualitativo per la realizzazione del generatore I_{OutH} collegato al ramo superiore.

(b) Circuito qualitativo per la realizzazione del generatore I_{OutL} collegato al ramo inferiore.

Figura 5.1: Schemi circuitali che rappresentano qualitativamente il modo in cui sono realizzati i generatori di corrente del filtro attivo.

Descrizione dello schema del generatore di corrente I_{OutH}

Gli schemi di Fig. 5.1 sono scomponibili principalmente in due sezioni: la prima composta dai dispositivi denominati Q_Pos , Q_Neg , mentre la seconda dal sistema di controllo e pilotaggio. Q_Pos e Q_Neg sono gli elementi di potenza del generatore e simbolicamente sono rappresentati come due *transistor* ma nella pratica tali dispositivi nascondono il parallelo di più *transistor* in modo tale da dividere la potenza che viene dissipata; il nodo centrale in comune ai dispositivi è connesso tramite una resistenza denominata $R_{Sensing}$ all'uscita V_{OutH} (la resistenza viene utilizzata per misurare la corrente $I_{OutH} = I_{OutHP} + I_{OutHN}$ ¹), mentre le tensioni agli estremi sono le stesse usate per alimentare gli *H-Bridge*.

L'uso di $VBUS_{Pos}$, $VBUS_{Neg}$ garantisce di poter sempre iniettare la corrente I_{OutH} , la quale viene assorbita da $VBUS_{Pos}$ se positiva, o scaricata su $VBUS_{Neg}$ se negativa; il regime di funzionamento è tipico di un amplificatore in classe B, in cui solo uno per volta dei due *transistor*

¹Il calcolo della corrente I_{OutH} può essere effettuato andando ad fare la somma algebrica delle correnti I_{OutHP} e I_{OutHN} , pertanto la resistenza $R_{Sensing}$ è indicativa e nella pratica può essere realizzata in svariati modi (ad esempio tramite il *sensing* delle singole correnti assorbite dall'alimentazione).

è acceso ed attraversato da corrente. Si osserva che nel caso si volesse ridurre la distorsione dei generatori dovuta al funzionamento in classe B, è possibile mantenere parzialmente polarizzati i *transistor* portando il sistema a funzionare in classe AB, a discapito della potenza assorbita; tuttavia nello studio effettuato si è deciso di realizzare il generatore in classe B per limitare la potenza consumata dal filtro attivo.

Il blocco denominato “*Controllo della corrente erogata*” nasconde il *sensing* della corrente sulla capacità di filtro del ramo superiore e deve essere progettato in modo tale che il generatore complessivo realizzi la funzione $A_{HP}(s)$ descritta in precedenza, mentre “*Pilotaggio Q-Pos*” e “*Pilotaggio Q-Neg*” racchiudono la circuiteria che controlla i rispettivi dispositivi facendo erogare la corrente di riferimento imposta dal controllo.

Dal circuito si osserva che poichè la resistenza $R_{Sensing}$ è solitamente piccola, la tensione $VBUS_{Pos} - V_{OutH}$ cade quasi interamente su *Q-Pos* mentre la tensione $V_{OutH} - VBUS_{Neg}$ cade su *Q-Neg*. Poichè per ipotesi la tensione V_{OutH} può variare tra $VBUS_{Pos}$ e $VBUS_{Neg}$, ciò comporta che lo stress massimo di tensione che cade agli estremi dei dispositivi *Q-Neg* e *Q-Pos* è dato dalla tensione $VBUS_{Pos} - VBUS_{Neg} = 1240$ V.

5.3 Analisi della potenza media assorbita dal filtro attivo e specifiche dei componenti di potenza

Usando le informazioni che l’azienda produttrice ha messo a disposizione si sono calcolati: la corrente massima che il filtro deve erogare per correggere tutto il rumore sull’uscita, la potenza che il filtro attivo assorbe dall’alimentazione e la potenza iniettata dal filtro nel generatore AC. Con questi dati si è quindi stimata la potenza dissipata dal filtro attivo e dai dispositivi di potenza che lo implementano, consentendo di dare delle specifiche ai componenti di potenza dei generatori di corrente.

5.3.1 Calcolo della corrente massima erogata dai generatori

Secondo i dati forniti da *Elettrotest* misurando l’uscita del generatore AC funzionante a vuoto ed alimentato dalla rete 3-fase nazionale, si ha un’ampiezza picco-picco del *ripple* di rumore di $V_{Ripplepp} \simeq 3$ V, il cui andamento è analogo a quello riportato in Fig. 1.10 ma con ampiezza maggiore. Per poter eliminare il *ripple* sulla tensione di uscita, i generatori I_{OutH} e I_{OutL} devono compensare tutta la corrente che in assenza del filtro scorre sulle impedenze capacitive $Z_{C_{OutH}}$, $Z_{C_{OutL}}$ alla frequenza del rumore; pertanto la corrente massima che il filtro attivo deve erogare coincide con la corrente massima generante il *ripple*. Inoltre $V_{Ripplepp}$ è stato misurato sull’uscita $V_{Out} = V_{OutH} - V_{OutL}$ mentre il filtro attivo lavora sui singoli rami del generatore AC, smorzando sia i disturbi sul modo comune V_{CM} che su quello differenziale V_{Out} . Mantenendo un margine di sicurezza, si ipotizza allora che ognuno dei due rami generi un disturbo $V_{RippleH}$, $V_{RippleL}$ di ampiezza picco-picco di 3 V; è così possibile determinare le correnti di rumore che scorrono sulle singole capacità in assenza del filtro attivo.

Usando l’ipotesi secondo cui il rumore è costituito da una sola armonica ed ipotizzando non vi siano asimmetrie, tramite la valutazione del valore dell’impedenza $Z_{C_{Out}}$ alla frequenza $f_s = 20$ kHz si possono calcolare le correnti di rumore che generano $V_{Ripple}(t)$.

$\frac{1}{Z_{C_{Out}}}$ alla frequenza f_s , senza asimmetrie e con i valori forniti da *Elettrotest* ha modulo e fase:

$$\begin{cases} \|Z_{C_{Out}}^{-1}\| = \left\| \frac{sC_{Out}}{1+s\tau_{C_{Out}}C_{Out}} \right\|_{20kHz} \simeq 1.26 \text{ [S]} \\ \angle Z_{C_{Out}}^{-1} \simeq 89.6^\circ \end{cases}$$

Le correnti I_{RippleH} , I_{RippleL} si ottengono moltiplicando l'ammettenza per le tensioni V_{RippleH} , V_{RippleL} :

$$\begin{cases} I_{\text{RippleH}} = Z_{\text{COut}}^{-1} V_{\text{RippleH}} \simeq \|Z_{\text{COut}}^{-1}\| \frac{V_{\text{Ripplepp}}}{2} \sin(2\pi f_s t + \phi_H + \angle Z_{\text{COut}}^{-1}) \\ I_{\text{RippleL}} = Z_{\text{COut}}^{-1} V_{\text{RippleL}} \simeq \|Z_{\text{COut}}^{-1}\| \frac{V_{\text{Ripplepp}}}{2} \sin(2\pi f_s t + \phi_L + \angle Z_{\text{COut}}^{-1}) \end{cases}$$

Denominando $I_{\text{Ripplep}} = \|Z_{\text{COut}}^{-1}\| \frac{V_{\text{Ripplepp}}}{2}$ e $\phi_{\text{Ripple}} = \angle Z_{\text{COut}}^{-1}$ si calcolano:

$$\begin{aligned} I_{\text{Ripplep}} &\simeq 1.9 \text{ A} \\ \phi_{\text{Ripple}} &\simeq 89.6^\circ \end{aligned}$$

I_{Ripplep} rappresenta l'ampiezza massima della corrente che genera il *ripple*, mentre ϕ_{Ripple} è lo sfasamento tra corrente e tensione di rumore. Con i riferimenti e le ipotesi adottate nel caso in cui i generatori del filtro attivo assorbano tutta la corrente di rumore che scorre nelle capacità, si ha:

$$\begin{cases} I_{\text{OutH}}(t) \simeq -I_{\text{RippleH}}(t) \\ I_{\text{OutL}}(t) \simeq -I_{\text{RippleL}}(t) \end{cases} \quad (5.2)$$

Si sono così calcolate le correnti massime che i generatori del filtro attivo devono erogare; per l'ipotesi di funzionamento in classe B dei generatori del filtro attivo si ha quindi che:

$$\begin{aligned} I_{\text{OutHp}} &= \begin{cases} I_{\text{OutH}} & \text{se } I_{\text{OutH}} \geq 0 \\ 0 & \text{se } I_{\text{OutH}} < 0 \end{cases} & I_{\text{OutLp}} &= \begin{cases} I_{\text{OutL}} & \text{se } I_{\text{OutL}} \geq 0 \\ 0 & \text{se } I_{\text{OutL}} < 0 \end{cases} \\ I_{\text{OutHn}} &= \begin{cases} 0 & \text{se } I_{\text{OutH}} \geq 0 \\ I_{\text{OutH}} & \text{se } I_{\text{OutH}} < 0 \end{cases} & I_{\text{OutLn}} &= \begin{cases} 0 & \text{se } I_{\text{OutL}} \geq 0 \\ I_{\text{OutL}} & \text{se } I_{\text{OutL}} < 0 \end{cases} \end{aligned} \quad (5.3)$$

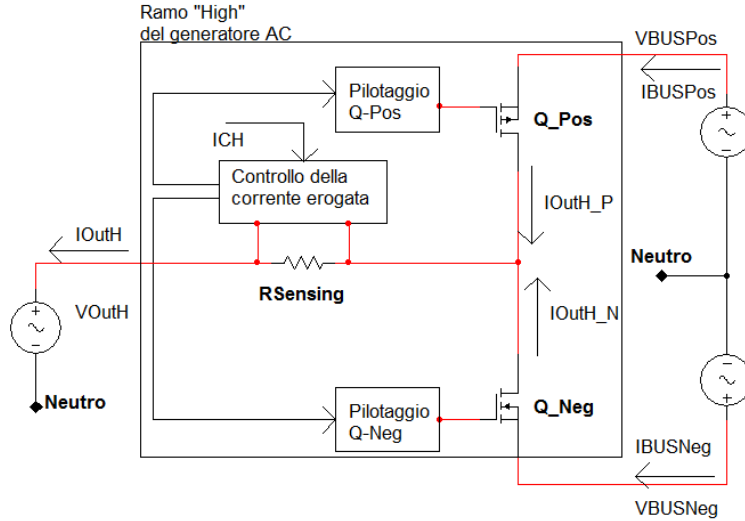


Figura 5.2: Schema elettrico del generatore di corrente del ramo superiore usato per il calcolo della potenza che il filtro attivo deve dissipare.

5.3.2 Calcolo della potenza media che il filtro attivo e i dispositivi di potenza devono dissipare

Si procede nella definizione delle specifiche di potenza del filtro attivo, andando a calcolare quanta potenza debba essere dissipata per correggere tutto il rumore presente sull'uscita del generatore AC. Poichè i generatori di corrente del filtro sono duali, il calcolo viene effettuato per il dispositivo connesso al ramo superiore e viene poi esteso a quello del ramo inferiore. Si calcola la potenza totale assorbita da un generatore di corrente in classe B dall'alimentazione, la potenza che entrambi i dispositivi $Q\text{-Pos}$ e $Q\text{-Neg}$ devono dissipare al variare della tensione di uscita del generatore AC e infine si traggono delle considerazioni sui risultati raggiunti.

Calcolo della potenza media erogata dal filtro attivo al generatore AC

Considerando lo schema di Fig. 5.2 e l'Eq. (5.2) e (5.3) si procede al calcolo della potenza che il generatore di corrente I_{OutH} eroga al generatore AC. Per le ipotesi fatte la tensione V_{OutH} è data da:

$$V_{\text{OutH}}(t) = V_{\text{OutH}_{\text{Ideale}}}(t) + V_{\text{RippleH}}(t)$$

poichè inoltre la modulazione usata è di tipologia PWM si può considerare la tensione $V_{\text{OutH}_{\text{Ideale}}}(t)$ circa costante se confrontata con la tensione $V_{\text{RippleH}}(t)$; quindi la potenza istantanea assorbita dal generatore V_{OutH} nell'immagine è data da:

$$p_{V_{\text{OutH}}}(t) = V_{\text{OutH}}(t) * I_{\text{OutH}}(t) \simeq -(V_{\text{OutH}_{\text{Ideale}}} I_{\text{RippleH}}(t) + V_{\text{RippleH}}(t) * I_{\text{RippleH}}(t))$$

da cui si calcola la potenza media:

$$\bar{P}_{V_{\text{OutH}}} = V_{\text{OutH}_{\text{Ideale}}} \bar{I}_{\text{Ripple}} + \frac{V_{\text{Ripplep}} I_{\text{Ripplep}}}{2} \cos(\phi_{\text{Ripple}})$$

con

$$\begin{aligned} V_{\text{Ripplep}} &= \frac{V_{\text{Ripplepp}}}{2} \\ \bar{I}_{\text{Ripple}} &= \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} \|I_{\text{RippleH}}(t)\| dt \\ &= \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} \|I_{\text{RippleL}}(t)\| dt \\ &= 0 \end{aligned}$$

Essendo sfasati di quasi $\frac{\pi}{2}$ tensione e corrente di rumore, la potenza media dovuta a tale contributo è pressochè nulla, pertanto si può approssimare:

$$\bar{P}_{V_{\text{OutH}}} \sim 0 \text{ W} \quad (5.4)$$

Calcolo della potenza media assorbita dall'alimentazione

Si considerano ora le porte viste dal generatore $VBUS_{\text{Pos}}$ e $VBUS_{\text{Neg}}$ in Fig. 5.2; si ipotizza che il generatore di corrente sia tale per cui si possa approssimare:

$$\begin{aligned} IBUS_{\text{Pos}} &\simeq I_{\text{OutHP}} \\ IBUS_{\text{Neg}} &\simeq I_{\text{OutHN}} \end{aligned}$$

cioè la corrente erogata dall'alimentazione sia pressochè la stessa che attraversa i *transistor* e contribuisce a iniettare corrente nel ramo del generatore AC.

Il generatore di corrente funziona in classe B, quindi la corrente assorbita dall'alimentazione corrisponde solamente a quella del semiperiodo positivo o negativo di I_{OutH} ; le forme d'onda di tale corrente normalizzata sono riportate in Fig. 5.3. La potenza istantanea è data da:

$$\begin{aligned} p_{\text{VBUS}_{\text{Pos}}}(t) &= V_{\text{BUS}_{\text{Pos}}} I_{\text{OutHP}}(t) \\ p_{\text{VBUS}_{\text{Neg}}}(t) &= V_{\text{BUS}_{\text{Neg}}} I_{\text{OutHN}}(t) \end{aligned}$$

Usando le (5.2), (5.3) si calcola la potenza media come:

$$\begin{aligned} \bar{P}_{\text{VBUS}_{\text{Pos}}} &= V_{\text{BUS}_{\text{Pos}}} \bar{I}_{\text{OutHP}} \\ \bar{P}_{\text{VBUS}_{\text{Neg}}} &= V_{\text{BUS}_{\text{Neg}}} \bar{I}_{\text{OutHN}} \end{aligned}$$

dove le correnti medie si calcolano integrando la forma d'onda mostrata in Fig. 5.3 nel periodo T_s :

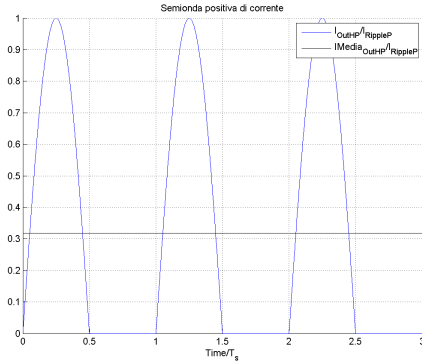
$$\bar{I}_{\text{OutHP}} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} I_{\text{RippleH}}(t) dt$$

e quindi:

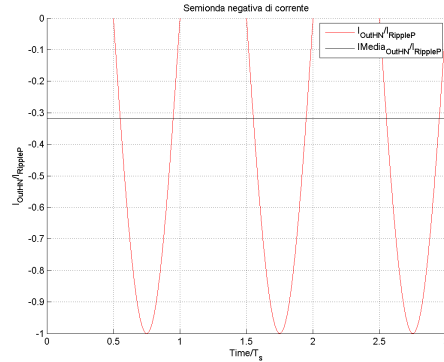
$$\bar{I}_{\text{OutHP}} = \frac{I_{\text{Ripplep}}}{\pi} \simeq +0.6 \text{ A}$$

Analogamente si ottiene:

$$\bar{I}_{\text{OutHN}} = -\frac{I_{\text{Ripplep}}}{\pi} \simeq -0.6 \text{ A}$$



(a) Forma d'onda rappresentante la corrente assorbita dal generatore VBUS_{Pos} .



(b) Forma d'onda rappresentante la corrente assorbita dal generatore VBUS_{Neg} .

Figura 5.3: Forme d'onda che descrivono le correnti I_{OutHP} e I_{OutHN} normalizzate.

Sostituendo $\bar{I}_{\text{OutHP}}$, $\bar{I}_{\text{OutHN}}$ si calcola $\bar{P}_{\text{VBUS}}$ nella (5.5) che descrive la potenza media assorbita dall'alimentazione da parte del generatore di corrente del filtro attivo applicato al ramo superiore.

$$\begin{cases} \bar{P}_{\text{VBUS}_{\text{Pos}}} = \frac{I_{\text{Ripplep}} V_{\text{BUS}_{\text{Pos}}}}{\pi} \simeq 375 \text{ W} \\ \bar{P}_{\text{VBUS}_{\text{Neg}}} = -\frac{I_{\text{Ripplep}} V_{\text{BUS}_{\text{Neg}}}}{\pi} \simeq 375 \text{ W} \end{cases} \quad (5.5)$$

$$\bar{P}_{\text{VBUS}} = \bar{P}_{\text{VBUS}_{\text{Pos}}} + \bar{P}_{\text{VBUS}_{\text{Neg}}} \simeq 750 \text{ W}$$

Calcolo della potenza media sul *transistor* collegato tra V_{OutH} e VBUS_{Neg}

Considerando la caduta di tensione sulla resistenza R_{Sensing} trascurabile, la potenza media dissipata dal *transistor* connesso tra l'uscita V_{OutH} e VBUS_{Neg} dipende dalla differenza tra le

tensioni citate e dalla corrente I_{OutH_N} che vi scorre attraverso. La potenza istantanea che deve dissipare è:

$$\begin{aligned} p_{Q-\text{Neg}}(t) &\simeq (VBUS_{\text{Neg}} - V_{\text{OutH}}(t)) * I_{\text{OutH}_N}(t) \\ &= (VBUS_{\text{Neg}} - V_{\text{OutH}_{\text{Ideale}}}) I_{\text{OutH}_N}(t) - V_{\text{RippleH}}(t) * I_{\text{OutH}_N}(t) \end{aligned}$$

Usando le (5.2), (5.3) e trascurando il termine $V_{\text{RippleH}}(t) * I_{\text{OutH}_N}(t)$ (poichè lo sfasamento là dove la corrente non è nulla è di $\phi_{\text{Ripple}} \simeq \frac{\pi}{2}$), si calcola la potenza media:

$$\bar{P}_{Q-\text{Neg}} \sim (VBUS_{\text{Neg}} - V_{\text{OutH}_{\text{Ideale}}}) \bar{I}_{\text{OutH}_N}$$

Pertanto la potenza dissipata dal dispositivo denominato *Q-Neg* è data dalla (5.6).

$$\bar{P}_{Q-\text{Neg}} \sim -\frac{I_{\text{Ripple}_p}}{\pi} (VBUS_{\text{Neg}} - V_{\text{OutH}_{\text{Ideale}}}) \sim 375 + 0.6 * V_{\text{OutH}_{\text{Ideale}}} \text{ W} \quad (5.6)$$

Calcolo della potenza media sul *transistor* collegato tra V_{OutH} e $VBUS_{\text{Pos}}$

Continuando a trascurare la caduta di tensione sulla resistenza R_{Sensing} , la potenza media dissipata dal dispositivo denominato *Q-Pos* dipende dalla differenza tra le tensioni $VBUS_{\text{Pos}}$, V_{OutH} e la corrente che lo attraversa I_{OutH_P} . La potenza istantanea dissipata dal *transistor* è:

$$\begin{aligned} p_{Q-\text{Pos}}(t) &\simeq (VBUS_{\text{Pos}} - V_{\text{OutH}}(t)) * I_{\text{OutH}_P}(t) \\ &= (VBUS_{\text{Pos}} - V_{\text{OutH}_{\text{Ideale}}}) I_{\text{OutH}_P}(t) - V_{\text{RippleH}}(t) * I_{\text{OutH}_P}(t) \end{aligned}$$

Poichè lo sfasamento tra $V_{\text{RippleH}}(t)$ e $I_{\text{OutH}_P}(t)$ è quasi di $\frac{\pi}{2}$, il termine viene trascurato nel calcolo della potenza media che diventa:

$$\bar{P}_{Q-\text{Pos}} \sim (VBUS_{\text{Pos}} - V_{\text{OutH}_{\text{Ideale}}}) \bar{I}_{\text{OutH}_P}$$

Si ottiene così la potenza media dissipata da *Q-Pos* e descritta dall'Eq. (5.7)

$$\bar{P}_{Q-\text{Pos}} \sim \frac{I_{\text{Ripple}_p}}{\pi} (VBUS_{\text{Pos}} - V_{\text{OutH}_{\text{Ideale}}}) \sim 375 - 0.6 * V_{\text{OutH}_{\text{Ideale}}} \text{ W} \quad (5.7)$$

Potenza che deve dissipare il filtro attivo

La potenza in ingresso al generatore I_{OutH} del filtro attivo è data da:

$$\begin{aligned} \bar{P}_{I_{\text{OutH}}} &= \bar{P}_{VBUS} - \bar{P}_{V_{\text{OutH}}} \\ &\simeq \frac{I_{\text{Ripple}_p}}{\pi} (VBUS_{\text{Pos}} - VBUS_{\text{Neg}}) \simeq 750 \text{ W} \end{aligned}$$

ed è quasi interamente dissipata dai *transistor* di potenza utilizzati per implementare il generatore come un amplificatore in classe B²:

$$\begin{aligned} \bar{P}_{\text{Transistor}} &= \bar{P}_{Q-\text{Neg}} + \bar{P}_{Q-\text{Pos}} \\ &\simeq -\frac{I_{\text{Ripple}_p}}{\pi} (VBUS_{\text{Neg}} - V_{\text{OutH}_{\text{Ideale}}}) + \frac{I_{\text{Ripple}_p}}{\pi} (VBUS_{\text{Pos}} - V_{\text{OutH}_{\text{Ideale}}}) \\ &\simeq \frac{I_{\text{Ripple}_p}}{\pi} (VBUS_{\text{Pos}} - VBUS_{\text{Neg}}) \simeq 750 \text{ W} \end{aligned}$$

²Si è trascurata la potenza dissipata dalla resistenza R_{Sensing} o da altre resistenze utilizzate per controllare i *transistor*.

Perciò la potenza media totale che il filtro attivo deve dissipare, facendo uso di due generatori indipendenti tra loro e nel caso in cui corregga tutto il rumore sull'uscita, è data dal doppio della potenza dissipata da un singolo generatore:

$$\bar{P}_{\text{Filtro}} = 2 * \bar{P}_{\text{IOutH}} \simeq 1500 \text{ W}$$

e va dissipata quasi interamente sui *transistor* che costituiscono lo stadio di potenza dei generatori di corrente del filtro attivo. Il dispositivo deve riuscire a dissipare una potenza notevole e richiede pertanto un adeguato sistema di dissipazione.

5.3.3 Specifiche dei componenti di potenza dei generatori di corrente del filtro attivo

Utilizzando l'analisi effettuata ed in particolare le Eq. (5.6), (5.7) si calcolano i valori massimali di potenza media, tensione e corrente che devono sostenere i componenti simbolici denominati *Q-Pos* e *Q-Neg*.

Specifiche di tensione e corrente massime

Nel caso peggiore, trascurando la caduta di tensione sulla resistenza R_{Sensing} , la tensione massima ai capi di *Q-Pos* e *Q-Neg* è data da $V_Q^{\text{Max}} = VBUS_{\text{Pos}} - VBUS_{\text{Neg}} \simeq 1240 \text{ V}$ ma per mantenere un margine di sicurezza si adotta:

$$V_Q^{\text{Max}} = 1400 \text{ V}$$

La corrente massima che scorre nei dispositivi dipende invece dal *ripple* che si deve correggere; con i dati forniti si è calcolata essere $I_Q^{\text{Max}} = I_{\text{Ripplep}} \simeq 1.9 \text{ A}$, ma per sicurezza si è fissata:

$$I_Q^{\text{Max}} = 3 \text{ A}$$

per evitare di far lavorare *Q-Pos* e *Q-Neg* agli estremi della regione di sicurezza.

Specifiche sulla potenza dissipata dai dispositivi di potenza

Utilizzando le (5.6), (5.7) è possibile graficare la potenza media che ciascuno dei due *transistor* simbolici del generatore deve dissipare al variare della tensione di uscita V_{OutH} ; in Fig. 5.4 è riportato il grafico con le grandezze normalizzate. La normalizzazione della tensione V_{OutH} è stata effettuata dividendo per $VBUS_{\text{Pos}} - VBUS_{\text{Neg}}$ che per ipotesi è la finestra di variazione della tensione di uscita, mentre la potenza dissipata è stata normalizzata con la potenza totale media $\bar{P}_{\text{IOutH}}$ assorbita dal generatore di corrente I_{OutH} .

Si nota che nel caso peggiore in cui la tensione V_{OutH} sia portata agli estremi, i singoli *transistor* sono caricati con tutta la potenza assorbita dal generatore; questa osservazione è importante perchè determina quale sia la specifica con la quale andare a scegliere i dispositivi di potenza per realizzare il filtro. *Q-Pos* e *Q-Neg* devono poter sopportare una potenza media massima di:

$$P_Q^{\text{Max}} \simeq \bar{P}_{\text{IOutH}} = \bar{P}_{\text{IOutL}} = 750 \text{ W}$$

tale specifica risulta difficile da soddisfare con un singolo *transistor*, pertanto come anticipato si deve ricorrere al parallelo di più elementi che si dividono la corrente prelevata dall'alimentazione e quindi la potenza dissipata. Il numero di *transistor* necessari è determinato dalle specifiche di un singolo elemento e dalle sue proprietà dissipative.

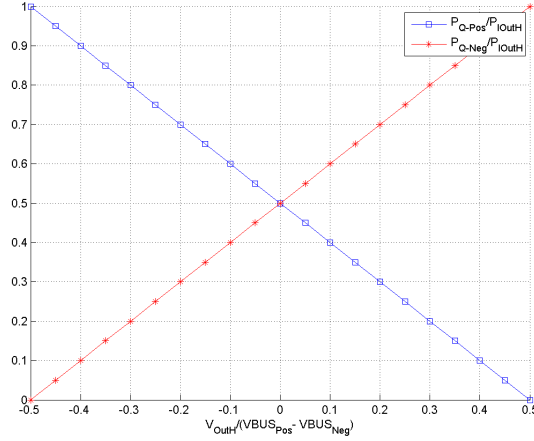


Figura 5.4: Funzioni normalizzate che descrivono la potenza media dissipata dai dispositivi $Q-Pos$ in blu (o $\square$) e $Q-Neg$ in rosso (o $*$).

5.3.4 Specifiche di banda dei generatori di corrente del filtro attivo

Ai generatori di corrente idealmente è richiesta una banda che copra tutte le frequenze alle quali si trovano le armoniche del rumore descritto nel Cap. 1; definendo come $B_{GenFiltro}$ la banda dei generatori di corrente del filtro attivo, si ha:

$$B_{GenFiltro} = [\check{f}_{GenFiltro}, \hat{f}_{GenFiltro}]$$

$\check{f}_{GenFiltro} = f_s$ è la frequenza minima a cui i generatori devono poter iniettare corrente, il valore minimo corrisponde alla frequenza cui si trova la prima armonica del rumore, mentre $\hat{f}_{GenFiltro} = +\infty$ è il limite di banda superiore del filtro.

Tuttavia realizzare un dispositivo a banda infinita non è possibile nella realtà, perciò viene lasciato allo studio dell'implementazione circuitale dei generatori la definizione del limite di banda superiore; il limite di banda inferiore invece può essere esteso a frequenze inferiori a f_s ³ avendo cura però di non arrivare troppo in bassa frequenza, per non sovrapporre il funzionamento del generatore AC a quello del filtro attivo.

³L'estensione della banda a frequenze inferiori a f_s può essere utile nel caso si volesse usare il generatore di corrente del filtro attivo anche per generare dei segnali sull'uscita a frequenze non raggiungibili dal generatore AC

5.4 Modello termico per la dissipazione della potenza nei generatori di corrente del filtro attivo

Il modello per la dissipazione della potenza da parte dei *transistor* è analogo per entrambi i dispositivi *Q-Pos* e *Q-Neg*; eventuali differenze nei risultati analitici sono dovute all'uso di componenti diversi per la realizzazione dei dispositivi che impongono parametri differenti nelle equazioni.

Per creare *Q-Pos* e *Q-Neg* sono disposti più *transistor* in parallelo così da distribuire la corrente che ognuno di essi conduce e quindi la potenza che devono dissipare; il calcolo del numero di *transistor* viene effettuato generando un modello termico della dissipazione di potenza media che ogni elemento in parallelo deve sostenere. Il modello è creato definendo:

- $\hat{T}_A = 25^\circ\text{C}$ temperatura massima dell'ambiente esterno nel quale viene fatto lavorare il generatore AC;
- $\hat{T}_{HS} = 50^\circ\text{C}$ temperatura massima dell'*Heat-Sink* cioè del dissipatore connesso ai *transistor*;
- $\hat{T}_C = 80^\circ\text{C}$ temperatura massima tollerabile dal *case* dei *transistor*;
- $\hat{T}_J = 110^\circ\text{C}$ temperatura massima di giunzione che si impone i *transistor* non superino;
- R_{ThJ-C} resistenza termica tra la giunzione e il case del singolo *transistor*;
- R_{ThC-HS} resistenza termica tra il case di un singolo componente e il dissipatore;
- R_{ThHS-A} resistenza termica tra il dissipatore e l'ambiente;
- $P_Q^{Max} = 750\text{ W}$ potenza massima che *Q-Pos, Q-Neg* del circuito di Fig. 5.1 devono dissipare;
- N numero di *transistor* in parallelo per realizzare i dispositivi di potenza;
- $\hat{P}_{SingleQ} = \frac{P_Q^{Max}}{N}$ potenza massima che un singolo *transistor*, del parallelo che realizza i dispositivi *Q-Pos, Q-Neg*, deve dissipare;

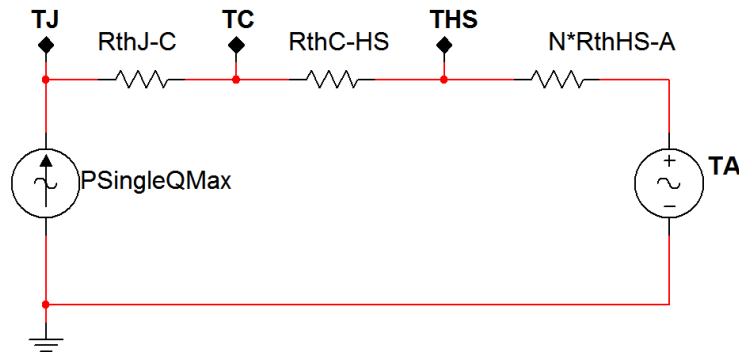


Figura 5.5: Modello termico della dissipazione di potenza media di un singolo *transistor* dei dispositivi *Q-Pos, Q-Neg*.

La Fig. 5.5 rappresenta il modello termico di dissipazione della potenza media di uno dei *transistor* in parallelo che costituiscono i dispositivi *Q-Pos, Q-Neg*; imponendo i valori di

temperatura massima che si possono tollerare e conoscendo la resistenza termica del dispositivo $R_{Th_{J-C}}$, le Eq. (5.8) permettono di calcolare i valori incogniti del modello termico.

$$\begin{aligned}
\hat{P}_{SingleQ} &= \frac{\hat{T}_J - \hat{T}_C}{R_{Th_{J-C}}} \\
N &\geq \frac{\hat{P}_{Tot}}{\hat{P}_{SingleQ}^{Max}} \\
R_{Th_{HS-A}} &= \frac{1}{N} \frac{\hat{T}_{HS} - \hat{T}_A}{\hat{P}_{SingleQ}^{Max}} \\
R_{Th_{C-HS}} &= \frac{\hat{T}_C - \hat{T}_{HS}}{\hat{P}_{SingleQ}^{Max}}
\end{aligned} \tag{5.8}$$

Imponendo i valori fissati nella (5.8) ed ipotizzando una resistenza termica di giunzione performante ma realistica pari a $R_{Th_{J-C}} \simeq 0.18^\circ\text{C/W}$ si ottiene:

$$\begin{aligned}
\hat{P}_{SingleQ} &= 167 \text{ W} \\
N &\geq 4.5 \rightarrow N = 5 \\
R_{Th_{HS-A}} &= 0.03^\circ\text{C/W} \\
R_{Th_{C-HS}} &= 0.18^\circ\text{C/W}
\end{aligned}$$

Pertanto ogni singolo dispositivo *Q-Pos*, *Q-Neg* deve essere composto da 5 *transistor* in parallelo ognuno dei quali deve poter dissipare una potenza media massima pari a $\hat{P}_{SingleQ} \simeq 170 \text{ W}$. Per realizzare entrambi i generatori di corrente del filtro attivo:

$$\frac{\# \text{ transistor}}{\text{dispositivo di potenza}} = 5$$

$$\frac{\# \text{ dispositivi di potenza}}{\text{generatore di corrente}} = 2$$

pertanto servono:

$$\begin{aligned}
\# \text{Tot transistor} &= \frac{\# \text{ transistor}}{\text{dispositivo di potenza}} * \frac{\# \text{ dispositivi di potenza}}{\text{generatore di corrente}} * \# \text{generatori di corrente} \\
&= 20
\end{aligned}$$

5.5 Conclusioni sull'analisi delle specifiche di potenza del filtro attivo

L'analisi delle specifiche di potenza richieste al filtro attivo per poter correggere il rumore sulla tensione di uscita (con i valori di un generatore AC specifico forniti da *Elettrotest*) hanno messo in evidenza il punto debole del filtro progettato; le specifiche di potenza dissipata (750 W) e di tensione (1400 V) che i dispositivi che implementano i generatori di filtro devono soddisfare non sono per nulla banali.

La correzione del *ripple* sulla tensione V_{Out} prevede infatti iniezione nel generatore AC di sola potenza reattiva, di conseguenza tutta la potenza assorbita dall'alimentazione da parte del filtro attivo deve essere dissipata dai componenti di potenza dello stesso.

Inoltre si osserva che il filtro attivo progettato in parallelo all'uscita del generatore AC è sempre in funzione, indipendentemente dal carico connesso; pertanto il dispositivo deve essere progettato tenendo conto di ciò e garantendo un periodo di vita del filtro pari almeno a quello del generatore AC.

Conclusioni

L'analisi svolta ha messo in evidenza delle caratteristiche interessanti riguardanti la classe di generatori AC di potenza studiati e la tipologia di filtro attivo progettata.

Conclusioni tratte dallo studio dettagliato del generatore AC:

- La topologia del generatore AC è studiata in modo tale da traslare a frequenza tripla (o sestupla) le armoniche di rumore dovute alla commutazione degli interruttori, così da risultare maggiormente attenuate dal filtro di uscita. Tuttavia l'elisione teorizzata delle componenti armoniche del *ripple* non si realizza principalmente in seguito alle asimmetrie delle impedenze del filtro di potenza. In particolare le asimmetrie delle impedenze induttive collegate a stella agli *H-Bridge* causano la persistenza di armoniche alla frequenza di commutazione f_s , componente dominante del rumore presente sull'uscita.
- Nel caso ideale è possibile generare un modello circuitale molto semplice per descrivere le grandezze di interesse⁴, ciò però non risulta vero quando siano presenti asimmetrie. Variazioni delle impedenze dal valore ideale comportano la necessità di utilizzare il circuito completo per descrivere la topologia dei generatori AC studiati.
- I generatori AC reali fanno uso di un complesso sistema di retroazione atto a controllare le grandezze di interesse; tale sistema comporta la generazione di *loops* di *feedback* che possono generare instabilità in seguito alla connessione di certe tipologie di carichi. Il filtro attivo che si vuole collegare in parallelo all'uscita è un carico, quindi si deve analizzarne l'effetto generato e progettare il dispositivo *ad-hoc* così da non rendere instabile il generatore AC cui viene collegato.

⁴Si faccia riferimento al modello circuitale ideale senza asimmetrie ed elementi parassiti dove l'uscita differenziale V_{Out} è in funzione di tensioni e correnti differenziali tra i due rami.

Conclusioni tratte dalla progettazione del filtro attivo per la categoria di generatori AC presentata:

- Il filtro attivo da progettare è un dispositivo posto in parallelo all'uscita del generatore AC e controllato in modo tale da annullare le correnti che scorrono sulle impedenze capacitive del filtro passivo di potenza, alle frequenze delle armoniche dominanti del rumore. Così facendo viene attenuato il rumore sulla tensione di uscita.
- La presenza di asimmetrie impone che non si debba utilizzare un filtro differenziale collegato ai soli morsetti di uscita, ma un dispositivo che filtra separatamente le tensioni prodotte dai due rami del generatore AC; in caso contrario la massima attenuazione raggiungibile dipende dalle asimmetrie del circuito.
- Progettando i generatori di corrente del filtro attivo, nell'ipotesi di rami del sistema isolati tra loro, si osserva che è necessario far lavorare su due bande ben distinte il filtro attivo ed il generatore AC per evitare di rendere instabile l'apparato. Tuttavia, nel caso in cui la banda del generatore AC si estenda fino in prossimità della frequenza f_s di commutazione degli interruttori, le prestazioni del filtro possono deteriorare significativamente, poichè non è possibile attenuare l'armonica dominante del rumore. Per risolvere tale inconveniente l'utilizzo della tecnica di correzione dei *feedback* del generatore AC risulta utile ad isolare il funzionamento dei due sistemi ed aumentare le *performance* del filtro, garantendo la stabilità dell'apparato.
- L'analisi qualitativa dell'interazione tra i rami del generatore AC in presenza del filtro attivo, ha portato ad osservare l'esistenza di un ulteriore *loop* che può rendere instabile l'apparato. Per evitare questa instabilità è quindi opportuno adottare tecniche di compensazione che isolino il funzionamento dei due generatori di corrente del filtro attivo.
- Ipotizzando che i generatori del filtro attivo funzionino come amplificatori in classe B, si sono calcolate le specifiche di tensione/corrente massima dei componenti del filtro e la potenza necessaria a correggere il *ripple* rilevato da *Elettrotest* su uno dei loro generatori. Il calcolo mette in evidenza il limite principale del filtro attivo: dovendo assorbire una notevole potenza dall'alimentazione senza iniettarne di attiva nel generatore AC, il filtro deve dissipare al suo interno tutto ciò che ha estratto dall'alimentazione. A ciò si aggiungono specifiche rilevanti sulla tensione massima che i componenti devono sopportare ed il fatto che, per via della struttura in parallelo usata, il filtro sia costantemente in funzione e debba quindi smaltire in modo continuativo la potenza discussa.