

A09

In copertina: Rappresentazione di un circuito elettronico

Alberto Boffi

**Studio di oscillatori in classe-D
a radio frequenza**





Aracne editrice

www.aracneeditrice.it
info@aracneeditrice.it

Copyright © MMXX
Gioacchino Onorati editore S.r.l. — unipersonale

www.gioacchinoonoratieditore.it
info@gioacchinoonoratieditore.it

via Vittorio Veneto, 20
00020 Canterano (RM)
(06) 45551463

ISBN 978-88-255-3089-6

*I diritti di traduzione, di memorizzazione elettronica,
di riproduzione e di adattamento anche parziale,
con qualsiasi mezzo, sono riservati per tutti i Paesi.*

*Non sono assolutamente consentite le fotocopie
senza il permesso scritto dell'Editore.*

I edizione: gennaio 2020

Indice

- 7 *Introduzione*

- II Capitolo I
Oscillatori CMOS a RF

- 17 Capitolo II
Caratterizzazione del rumore di fase nello spazio di stato

- 27 Capitolo III
Simulazioni

- 31 Conclusioni

APPENDICI

- 35 Appendice 1 (Andreani–Fanori)

- 41 Appendice 2

- 45 *Bibliografia*

Introduzione

Gli oscillatori sono componenti essenziali nei sistemi elettronici per le telecomunicazioni. Ad esempio, nei trasmettitori e nei ricevitori RF, gli oscillatori forniscono ai mixer il segnale che permette la conversione di frequenza; nei sistemi digitali generano il segnale di clock per sincronizzare le operazioni.

È noto che un oscillatore ideale debba fornire segnali perfettamente periodici e quindi un preciso riferimento temporale; purtroppo però, i sistemi elettronici sono sedi di disturbi indesiderati che rendono i segnali generati non più perfettamente periodici. Alcuni di questi disturbi sono il rumore termico, il rumore nel substrato degli IC, il rumore nell'alimentazione.

In un oscillatore ideale, la presenza di perdite ohmiche negli avvolgimenti degli induttori e nel dielettrico dei condensatori, non rende possibile preservare indefinitamente l'energia immagazzinata nelle induttanze e nelle capacità; nasce così l'esigenza di ripristinare automaticamente il livello energetico che permette al ramo risonante di oscillare con ampiezza e purezza spettrale desiderata. Sfortunatamente l'apporto di energia al sistema, seppur controllato, concorre nel deterioramento di alcune delle figure di merito più significative di un oscillatore.

Tali non idealità generano, nei ricevitori a radiofrequenza una ridotta immunità alle interferenze adiacenti al canale de-

siderato e, nei sistemi digitali, la diminuzione del margine di rumore.

È quindi di cruciale importanza caratterizzare la maniera in cui le perturbazioni agendo sugli oscillatori, causano instabilità temporale e dispersione spettrale ovvero, rumore di fase.

In un oscillatore differenziale, il circuito risonante parallelo costituisce il riferimento temporale dell'oscillatore e, all'interno del sistema, è separato sia dalla massa che dall'alimentazione. Come già affermato, un oscillatore reale per mantenere alta la qualità delle oscillazioni, dovrà essere rifornito periodicamente dell'energia persa. L'alimentazione impartita al sistema è attivata in modo alternato da due (o più) transistor comandati dalle due tensioni ai capi del circuito risonante; in tale contesto i transistor sono portati a funzionare come interruttori, alimentando in modo alternato i due estremi del circuito risonante. L'architettura circuitale, per come è stata pensata, permette di connettere il circuito risonante all'alimentazione che deve rifornirgli l'energia soltanto in periodici intervalli di tempo, intervalli che rappresentano una porzione ridotta del periodo di oscillazione. Poiché il rumore di fase regola la qualità dell'oscillatore, l'alimentazione ad impulsi resta il miglior modo di alimentare il sistema, avendo come pregio quello di render minima l'influenza del rumore elettronico sul rumore di fase.

L'architettura differenziale inoltre, mostrandosi particolarmente insensibile a rumori di alimentazione e di substrato, rappresenta in generale la base per realizzare Oscillatori Controllati in Tensione (VCO). Infatti, detta connessione permette l'aggiunta della serie di due capacità uguali in parallelo al risonatore; il nodo centrale tra le due capacità, essendo per simmetria privo di segnale differenziale, potrà essere connesso ad una tensione di controllo in grado di modificare la capacità di un diodo o di un MOS, permettendo così di controllare

la frequenza di oscillazione. Le considerazioni sopra enunciate hanno come scopo quello di indicare l'architettura differenziale quale configurazione vincente nei circuiti integrati.

Fornita una panoramica generale sugli oscillatori differenziali, il lavoro di tesi prosegue accennando alle modalità che consentono di ricavare l'entità del rumore di fase in accordo con le più recenti teorie in tale ambito.

Gran parte del lavoro svolto ha riguardato la ricerca di un circuito che consentisse l'innescò delle oscillazioni nel sistema; una prima strada seguita ha condotto ad una serie di circuiti di innesco che, a causa di una manifestata sensibilità parametrica, si sono dimostrati non idonei ad una eventuale realizzazione fisica. Successivamente, anche grazie alle precedenti esperienze ci si è indirizzati verso la realizzazione di un multivibratore astabile che ha consentito il raggiungimento degli obiettivi prefissati.

Non volendo lasciare zone d'ombra nel percorso di studio affrontato, come ultimo sforzo si è cercato di comprendere, relativamente ai circuiti di innesco, il motivo per il quale le condizioni di oscillazione impartite da uno stesso start-up, risultavano alternativamente soddisfatte o meno, senza un'evidente logica. Attraverso la costruzione di modelli semplificati dell'oscillatore differenziale se ne è fornita una spiegazione euristica che ha permesso di giustificare il comportamento critico del sistema.

L'attività svolta si è servita dell'utilizzo di tecnologie integrate di ultima generazione: tecnologia 0.18 μm simulata attraverso il programma di simulazione circuitale SpectreRF nell'ambiente Cadence.

Oscillatori CMOS a RF

Luca Fanori and Pietro Andreani

SOMMARIO – Questo articolo presenta gli oscillatori CMOS classe-D, capaci di una eccellente prestazione di rumore di fase per una tensione di alimentazione molto bassa. Partendo dal riconoscimento della natura variabile nel tempo del risonatore (*tank*) LC di classe-D, sono state ricavate espressioni precise della frequenza di oscillazione, ampiezza d'oscillazione, consumo di corrente, rumore di fase e cifra di merito (FoM). Paragonato alle architetture di classe-B/C usate comunemente, l'oscillatore ottimale di classe-D produce minor rumore di fase per lo stesso consumo di energia, a spese di una maggiore spinta di alimentazione. Un prototipo di oscillatore di classe-D, a tensione controllata (VCO), rivolto ad applicazioni mobili, attuato in un processo standard CMOS 65-nm, copre un campo di sintonizzazione del 46% tra 3.0 e 4.8 GHz (gigahertz); estraendo 10 mA da 0.4 V, il rumore di fase a 10-MHz da 4.8 GHz è -143.5 dBc/Hz, per un FoM di 191 dBc/Hz con una variazione inferiore a 1-dB attraverso il campo di sintonizzazione. Una versione dello stesso VCO con un filtro posteriore mostra un angolo di rumore di fase minore di $1/f^3$ e migliora l'FoM di 1 dB.

PAROLE CHIAVE – Classe-D, CMOS, alta efficienza, basso rumore di fase, bassa tensione, oscillatore a tensione controllata (VCO).

1.1. Introduzione al problema

È ampiamente risaputo nel progetto radio IC (circuito integrato) che gli oscillatori a tensione controllata (VCO) nei moderni ricetrasmittitori multistandard sono maggiori consumatori di energia e, come tali, oggetto di una ricerca instan-

cabile che tende ad aumentare la loro efficacia senza compromettere la loro prestazione sfaccettata.

Il massimo calo costante tollerabile di tensione dei dispositivi MOS nelle tecnologie CMOS digitali nanometro sicuramente aiuta a risparmiare energia, ma a un grado persino maggiore aggrava la difficoltà di ottenere la prestazione del rumore di fase desiderata (soprattutto quando questa è richiesta insieme a un ampio campo di sintonizzazione), dato che un basso rumore di fase dipende in gran parte da un'alta ampiezza di oscillazione, che è limitata naturalmente dalla tensione d'alimentazione disponibile V_{dd} .

Il tradizionale VCO di classe-B mostra un'oscillazione massima di tensione limitata dal calo di tensione V_s attraverso una resistenza posteriore (tail) resistore (o, in modo equivalente, attraverso una fonte attuale di nMOS posteriore), che solitamente è necessaria per limitare la corrente tratta dalla fornitura d'energia. L'ampiezza d'oscillazione massima che ne deriva (picco, a terminazione singola) è uguale a $V_{dd} - V_s$, che, per una bassa tensione d'alimentazione, può rivelarsi insufficiente a garantire il livello di rumore di fase desiderato richiesto dagli standard delle comunicazioni mobili, almeno quando si suppongono valori ragionevoli per l'induttanza e la capacità nel nucleo di VCO.

A seguito della richiesta di un basso V_{dd} , Okada e collaboratori, mischiano l'operazione di classe-C con un V_{dd} estremamente basso, accettando una prestazione di rumore di fase inadatta alle comunicazioni mobili. Più recentemente, Li e coll. hanno proposto un notevole VCO (perfezionando il progetto di Bevilacqua e coll. basato sul trasformatore), che richiede solo 0.6 V di V_{dd} e ricopre un campo di sintonizzazione estremamente ampio con un'eccellente prestazione di rumore di fase e figura di merito (FoM).

L'oscillatore qui descritto ricorre alla tipologia di classe-D, che rende possibile combinare un basso rumore di fase, bas-

sa tensione d'alimentazione ed alta efficienza semplicemente aumentando la dimensione degli interruttori MOS accoppiati incrociati del tradizionale VCO di classe-B, rimuovendo nello stesso tempo il circuito di controllo della corrente. Questo massimizza l'ampiezza d'oscillazione, che raggiunge un picco di circa $3 V_{dd}$, e migliora il rendimento d'energia fino oltre il 90%, dato che il prodotto della tensione di scarico (drain) e il canale di corrente negli interruttori MOS è molto vicino a zero durante l'intero periodo d'oscillazione, col risultato che tutta la dispersione di energia si verifica nel risonatore LC del VCO. L'ampiezza di oscillazione relativamente altissima beneficia il rumore di fase e rende la topologia di classe-D adatta ad applicazioni di tensione bassissima. Inoltre, l'architettura di classe-D offre il grande vantaggio di una semplicità di progetto insuperabile: a parte l'evidente risonatore LC, essa richiede solo due interruttori eccellenti (M_1/M_2), la cui prestazione gode di tutti i vantaggi delle tecnologie CMOS attuali e future e dispone di ogni circuito "current-bias", tipicamente necessario nei VCO di classe B/C, che colpisce il campo dinamico e contribuisce anche al rumore.

Dall'altra parte lo svantaggio del VCO di classe-D è che esso non solo permette, ma in realtà richiede positivamente un V_{dd} molto basso, e che la sua spinta di alimentazione è (molto) più alta dei VCO di classe B/C, cosa che costituisce una sfida nel progetto del VCO di classe-D insieme al regolatore di alimentazione sempre necessario nelle applicazioni quotidiane.

È degno di nota che la topologia dell'oscillatore di classe-D, proposta da Baxandall nel 1959, precede lo stesso nel progetto dell'amplificatore di energia, anche se quest'ultimo ha ottenuto molta più fortuna nelle applicazioni RF. In realtà, l'uso di un VCO di classe-D nel campo GHz doveva attendere la disponibilità degli interruttori MOS di eccellente conduttivi-

vità e la capacità parassita gestibile, che solo le attuali tecnologie CMOS all'avanguardia cominciano ad offrire.

Questo articolo è organizzato come segue. La sezione II presenta un'analisi dell'oscillatore di classe-D che dimostra espressioni semplificate della sua frequenza d'oscillazione, ampiezza di oscillazione massima, e consumo di corrente, mentre la sezione III mette a fuoco la sua prestazione del rumore di fase. Poi, la sezione IV descrive la realizzazione di un VCO di classe-D in un processo CMOS di 65 nm, adattato ai bisogni del rumore di fase di un trasmettitore GSM/WCDMA/LTE. Infine, l'Appendice descrive il procedimento adottato nello studio del rumore di fase $1/f^2$.

1.2. Oscillatore di classe-D

Una differenza chiave tra gli oscillatori di classe-D e di classe B/C è che il risonatore LC di classe-D mostra una natura variabile nel tempo, che è abbastanza distinto da quello del risonatore di classe-B/C LC invariabile nel tempo. In quello di classe-B/C, induttore e condensatore sono sempre paralleli uno all'altro, grazie all'impedenza posteriore relativamente alta che scollega entrambi da terra. Dall'altra parte, nel risonatore di classe-D, gli interruttori (quasi ideali) M_1/M_2 accorcia la produzione di ogni oscillatore a terra per la metà del periodo di oscillazione, durante il quale il rispettivo induttore e condensatore sono scollegati uno dall'altro. Questa differenza apparentemente marginale ha un impatto profondo sulla prestazione dell'oscillatore di classe-D in termini di frequenza d'oscillazione, consumo di corrente, e rumore di fase. Essa impedisce l'uso invece molto utile di un singolo risonatore parallelo comprendendo tutte le perdite in un risonatore invariabile col tempo.

Qui di seguito ricaveremo espressioni per la frequenza d'oscillazione, e il consumo di corrente dell'oscillatore di classe-D, supponendo interruttori ideali M_1/M_2 (ad es. interruttori con resistenza trascurabile); simulazioni effettuate in una tecnologia CMOS di 65-nm in realtà mostrano solo una differenza minore con il caso ideale.

1.3. Frequenza d'oscillazione

Grazie alla natura variabile col tempo del risonatore, l'oscillatore di classe-D ha la peculiarità di mostrare due diverse frequenze d'oscillazione $\omega_{\text{osc, float}}$ and $\omega_{\text{osc, se}}$, a seconda se la capacità del risonatore sia fluttuante o a terminazione singola. Questo non si verifica negli oscillatori di classe B/C, dove la frequenza d'oscillazione è $\omega_{\text{osc, B/C}} \approx 1/\sqrt{LC}$ indipendentemente dalla natura della capacità del risonatore.

Le due possibili frequenze d'oscillazione di classe-D derivano dallo studio del flusso di corrente o $L(t)$ nell'induttore L_a (con $L_a = L_b = L/2$). Più specificatamente il periodo T_{osc} d'oscillazione è diviso in due semi-periodi T_1 e T_2 , caratterizzati dallo stato on e off dell'interruttore M_1 , e la continuità di $i L_a(t)$ e del suo derivato $i L_a(t)$ è imposta alle transizioni tra i due semi-periodi. Quest'ultima condizione è dettata dalla legge della tensione di Kirchhoff, per il caso di una capacità di risonatore fluttuante: alla transizione tra T_1 e T_2 , il calo di tensione attraverso C è trascurabile, dato che entrambi gli interruttori MOS operano molto vicino alla loro tensione di soglia; perciò, il calo totale di tensione su L_a e L_b deve essere zero. Dall'altra parte, il calo di tensione attraverso un'induttanza è proporzionale al derivato della corrente fluttuante in essa, che, dato che $L_a = L_b$, causa $i L_a(t) = i L_b(t)$ (la prova della continuità di $i L_a(t)$ nel caso di

una capacità del risonatore a terminazione singola è anche più chiara).

Durante T_1 (per es. $0 < t < T_{osc} / 2$), M_1 manda in corto L_a a massa e $iL_a(t)$ deriva dalla carica esponenziale della perdita di L_a collegata tra V_{dd} e la terra. Durante T_2 (per es. per $T_{osc} / 2 < t < T_{osc}$) dall'altra parte, M_1 è off e L_a entra in risonanza con la capacità equivalente del risonatore C_{eq} in serie; in questo caso, $iL_a(t)$ è un'onda di corrente sinusoidale con frequenza d'oscillazione ω_{tank} data da: (1) dove C_{eq} è uguale a C se la capacità del risonatore è fluttuante e a $2C$ se è a singola terminazione.

$$\omega_{risonatore} = \sqrt{1/L_a C_{eq}} \quad (1)$$

Caratterizzazione del rumore di fase nello spazio di stato

Ogni processo di rifornimento di energia persa dal circuito oscillante è accompagnato da processi aleatori che producono un'incertezza sulla fase dell'oscillatore, tale incertezza come è noto, si traduce a sua volta in variazioni casuali della frequenza. Risultati teorici piuttosto recenti mostrano che il rumore legato ai processi di ricarica delle variabili di stato dell'oscillatore non ha sempre lo stesso effetto sul rumore di fase, ma presenta un andamento ciclostazionario: a seconda della porzione di periodo in cui è applicato il rumore, gli effetti sono più o meno significativi.

Si è finora parlato dell'effetto di una perturbazione sulla deviazione di fase e sulla deviazione orbitale, ma non se ne è ancora data una spiegazione intuitiva come risposta di un oscillatore nello spazio di stato. A tal riguardo, si considerino le grandezze tipiche caratterizzanti un oscillatore: "tensione ai capi del condensatore", e "corrente nell'induttanza" nel cosiddetto *piano di stato*. Volendo visualizzare l'andamento su tale piano di un oscillatore imperturbato, quel che si ottiene è una curva chiusa, essendo perfettamente periodica la sua forma d'onda: più precisamente, il vertice del vettore di stato descrive un'orbita (in generale non ellittica se si considerano anche le armoniche generate dal sistema) che prende il nome di *ciclo limite*.

Qualora invece l'oscillatore fosse sottoposto ad una perturbazione, verrebbe alterata l'orbita precedentemente de-

scritta dal vettore, e il sistema perderebbe la sua periodicità (per ogni periodo T sarebbe descritta infatti un'orbita diversa). Tuttavia, poiché l'oscillatore conserva le sue caratteristiche di stabilità tutte le possibili orbite sono tracciate in un'area limitata proprio nell'intorno del ciclo limite.

I componenti ortogonali; l'una generante unicamente rumore di fase e l'altra solo rumore di ampiezza.

2.1. Trattazione di Floquet

L'idea è che nello spazio di stato, la deviazione della traiettoria dall'equilibrio (ovvero dal ciclo limite stabile), può essere decomposta vettorialmente secondo due direzioni: una per la sola deviazione di fase tangente alla curva non perturbata e l'altra per la sola deviazione d'ampiezza, che modifica l'orbita del ciclo e tende a smorzarsi.

Hajimiri e Lee in alcuni studi condotti sul rumore di fase in oscillatori (Hajimiri & Lee, *A General Theory of Phase Noise in Electrical Oscillators*, 1998) e (Hajimiri & Lee, *A state-space approach to phase noise in oscillators*, 1997), riconoscendo la natura periodicamente tempo-variante del sistema, proposero di condurre l'analisi decomponendo la perturbazione in esame, in due componenti ortogonali; l'una generante unicamente rumore di fase e l'altra solo rumore di ampiezza.

Studi recenti come quello di Demir, mostrano però come la decomposizione del disturbo, pur risultando un'intuizione vincente, non può partire dall'assunzione di una decomposizione ortogonale della perturbazione (come pensato da Hajimiri e Lee), bensì, il comportamento tempo-variante dell'oscillatore può essere accuratamente studiato se definito attraverso gli autovettori di Floquet nello spazio di stato (Roychowdhury, 1997) (Demir, Mehrotra, & Roychowdhury, 2000).

In questo ambito Coram (Coram, 2001), preso in considerazione un semplice oscillatore 2-D, ha mostrato che, la matrice del sistema derivante dalla linearizzazione dell'oscillatore intorno alla sua traiettoria di asintotica stabilità, può essere decomposta nel prodotto di una matrice triangolare superiore, una matrice diagonale e una triangolare inferiore. Da questa decomposizione, è immediato ricavarne gli autovalori che sono esattamente gli elementi della matrice diagonale. In modo altrettanto semplice si possono ricavare gli autovettori. Se si ha familiarità con la teoria di Floquet non si avrà allora difficoltà nel riconoscere tali autovettori negli esponenti di Floquet.

La decomposizione del rumore secondo tali autovettori, detti appunto autovettori di Floquet, permette di separare i modi del sistema: dalla determinazione della matrice di transizione dello stato del sistema linearizzato, si evince infatti come le componenti del disturbo lungo il primo autovettore di Floquet non subiranno un decadimento avendo moltiplicatore pari ad uno, mentre decadranno esponenzialmente gli altri contributi avendo questi moltiplicatori minori di uno. Vivamente la linearizzazione mediante gli autovettori di Floquet può essere così schematizzata:

In sostanza, il risultato è che, se è una perturbazione iniettata nel sistema, per far sì che la sua influenza sul rumore di fase sia prossima allo zero occorre fare in modo che la proiezione di tale perturbazione sul primo autovettore di Floquet sia nulla.

2.2. I ruoli della linearità e della variazione del tempo nel rumore di fase

Le precedenti derivazioni hanno tutte una presunta linearità e non-variazione nel tempo. Consideriamo uno alla volta ognuno di questi presupposti. La non-linearità è chiaramente una proprietà fondamentale di tutti i veri oscillatori, poiché la sua presenza è necessaria per limitare l'ampiezza. Perciò, sembra del tutto ragionevole tentare di spiegare delle osservazioni come una conseguenza del comportamento non lineare. Una di queste osservazioni è che il disturbo sinusoidale a singola-frequenza iniettato in un oscillatore provoca due bande laterali uguali, disposte simmetricamente intorno al vettore (corriere, portatore). Dato che i sistemi LTI non possono effettuare il trasferimento di frequenza e i sistemi non-lineari possono farlo, spesso è stato proposto il mescolamento non-lineare per spiegare il rumore di fase. Come vedremo tra poco, le non-linearità con controllo dell'ampiezza sicuramente colpiscono il rumore di fase ma solo indirettamente, controllando la forma dettagliata della forma d'onda in uscita (output). Un'intuizione importante è che i disturbi sono solo questi: perturbazioni sovrapposte sull'oscillazione principale. Queste saranno sempre più piccole di grandezza rispetto al vettore in ogni oscillatore usato o analizzato. Perciò, se una certa quantità di rumore iniettato produce un certo disturbo di fase, ci aspetteremmo che raddoppiando il rumore iniettato si raddoppierà il disturbo. Così, la linearità sembrerà una supposizione ragionevole (e testabile sperimentalmente) finché riguarda la funzione di trasferimento dal rumore alla fase. Perciò è particolarmente importante ricordare che, quando si valuta la linearità, è essenziale identificare chiaramente le variabili input-output. È importante anche riconoscere che questa supposizione di linearità non è equivalente a una tra-