



UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI PADOVA

FACOLTÀ DI INGEGNERIA

Corso di Laurea in Ingegneria Elettronica

**PROGETTAZIONE E REALIZZAZIONE DI UN
SISTEMA DI TRASMISSIONE RADIO
UNIDIREZIONALE PER IL MONITORAGGIO DEL
CONSUMO DI GAS METANO**

Laureando

Riccardo Mescalchin

Relatore

Prof. Paolo Tenti

Correlatore

Dott. Marco Stellini

ANNO ACCADEMICO 2012/2013

Indice

1	Introduzione	1
1.1	Specifiche del progetto	2
1.2	Aspetti tecnologici e normativi	4
1.2.1	Tecnologia dei contatori di gas metano a membrana	4
1.2.2	Normativa italiana ed europea sulle radiofrequenze	6
2	Analisi dei componenti integrati	9
2.1	Modellizzazione dei transistor MOSFET	10
2.2	Trasmittitore integrato MICRF112	12
2.2.1	Oscillatore a cristallo	14
2.2.2	Phase Locked Loop	25
2.2.3	Amplificatore di potenza a RF	37
2.2.4	Logica di controllo e funzionamento	40
2.3	Ricevitore integrato MICRF220	41
2.3.1	Amplificatore a basso rumore	42
2.3.2	Ricevitore a supereterodina	48
2.3.3	Circuiti logici e circuiti di controllo interni	56
3	Descrizione del progetto	59
3.1	Modulo trasmettitore	60
3.1.1	Adattamento di impedenza nel trasmettitore	62
3.2	Modulo di condizionamento	65
3.2.1	Ingressi ed uscite del modulo	67
3.2.2	Condizionamento del segnale prodotto dal sensore	67
3.2.3	Generatore di sequenza	69
3.3	Consumi energetici nel trasmettitore	73
3.4	Modulo ricevitore	74
3.4.1	Circuito di alimentazione	75
3.4.2	Oscillatore a cristallo	75
3.4.3	Buffer dell'uscita RSSI	75
3.4.4	Ingressi ed uscite digitali	77

3.4.5	Scelta di C_{th} e C_{AGC}	77
3.4.6	Adattamento di impedenza nel ricevitore	77
3.4.7	Filtro dati	78
3.5	Modulo di alimentazione e connessione	80
4	Test funzionali del sistema	81
4.1	Misure e prove	82
4.1.1	Portata del collegamento	82
4.1.2	Test di trasmissione prolungata	84
4.1.3	Consumi nel trasmettitore	85
4.1.4	Impedenza delle antenne	85
4.2	Descrizione ed effetti del rumore	86
5	Conclusioni	89
	Appendice	91
A	Richiami teorici utili al progetto	93
A.1	Trasformata di Fourier a tempo continuo	93
A.2	Modulazione AM	96
A.2.1	Modulazione On-Off Keying	99
A.3	Cenni di teoria delle antenne	100
A.3.1	Equazioni di Maxwell	101
A.3.2	Equazioni di Maxwell in Regime Armonico	101
A.3.3	Soluzione in regime sinusoidale	102
A.3.4	Campo Radiativo e Campo Vicino	104
A.3.5	Antenne a Dipolo	105
A.3.6	Parametri delle antenne	106
A.3.7	Formula di Friis	108
A.4	Linee di trasmissione	108
A.4.1	Considerazioni sull'Adattamento di Impedenza	110
	Bibliography	118

Sommario

L'elaborato ha come tema il progetto e la realizzazione di un sistema di trasmissione radio unidirezionale in banda ISM 433.92 MHz del consumo di gas del dipartimento. Più in dettaglio si tratta di una relazione sulla soluzione progettuale scelta e sull'attività svolta. Si compone di una parte introduttiva al problema ed al contesto in cui è inserito, e di una parte in cui è illustrata la soluzione adottata e la sua realizzazione circuitale. Il progetto si basa sull'applicazione di moduli di trasmissione/ricezione integrati commerciali. In particolare ciò assicura un basso consumo energetico di esercizio, richiesto peraltro dalle specifiche. In conclusione sono presentati e discussi i risultati delle misure e delle prove effettuate per caratterizzare il sistema realizzato.

Capitolo 1

Introduzione

L'obiettivo di questo lavoro di tesi è il monitoraggio del consumo di gas metano per il riscaldamento del dipartimento integrando il sistema di gestione energetica Pin-Energy [1] già installato.

Il sistema comprende dei moduli di misura, inseriti nei quadri elettrici del dipartimento e collegati alla rete locale, che tra le varie funzionalità offerte permettono di leggere ingressi digitali utilizzando il software gestionale fornito dal costruttore.

Il contatore del gas in uso nel dipartimento è abbinato ad un sensore a relè Reed che produce un impulso di tensione a seguito di una rotazione completa del meccanismo di conteggio. L'impulso può essere letto mediante gli I/O digitali dei moduli Pin-Energy, tuttavia posare un cavo per collegare il sensore all'apparato Pin-Energy più vicino presenta diversi inconvenienti.

Infatti la normativa, e prima ancora il buon senso, prevedono che il cavo debba essere adeguatamente coperto e documentato nello schema dell'impianto elettrico del dipartimento.

Il contatore è collocato in una cabina metallica all'esterno del dipartimento, per cui è necessario fare un intervento di cablatura costoso e complesso.

Viceversa un collegamento senza fili eviterebbe l'intervento di cablaggio.

Con questa soluzione il sistema si compone di un modulo radio di trasmissione installato all'esterno in prossimità della cabina e di un modulo ricevitore posizionato all'interno del dipartimento, accanto al quadro elettrico con il modulo Pin-Energy più vicino. Il collegamento senza fili tuttavia fa sorgere altri problemi non meno rilevanti.

Prima di progettare un sistema di comunicazione radio bisogna tenere conto delle normative nazionali per l'allocazione delle frequenze (il Piano Nazionale di Ripartizione delle Frequenze).

In generale non è consentito il libero utilizzo di qualsiasi banda radio ed è richiesta l'autorizzazione del ministero delle comunicazioni. La banda utiliz-

zata inoltre può risultare condivisa tra più sistemi, per cui è probabile che si verifichino delle interferenze, che vanno perciò previste e valutate in fase di progetto. In conclusione si presentano nuove problematiche, che si possono tentare di risolvere nell'ambito del progetto del sistema.

1.1 Specifiche del progetto

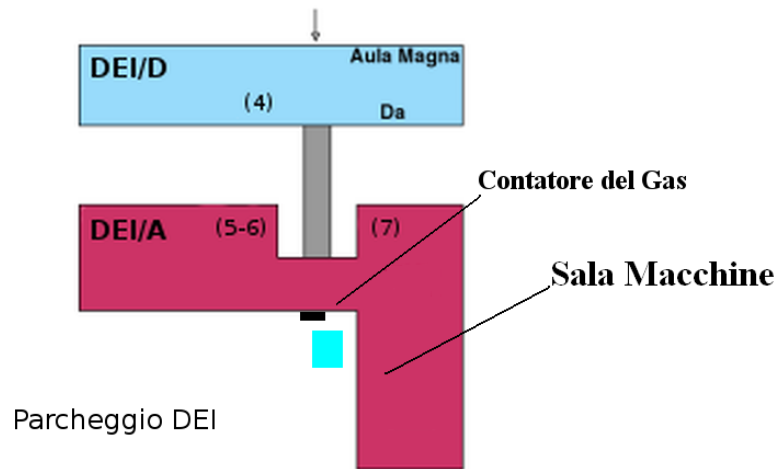


Figura 1.1: Piantina del collegamento radio

Si è subito proceduto a consultare la normativa per individuare la banda di frequenze più adeguata. A tale scopo si fa riferimento alla normativa europea in materia, a cui l'Italia si è adeguata, come riportato nella sottosezione 1.2.2 di questo capitolo.

La distanza da coprire è limitata a poche decine di metri, poichè il contatore si trova all'esterno dall'edificio DEI-A a sinistra dell'uscita di sicurezza che dà sul parcheggio interno. Il modulo iPinenergy più vicino è nella sala macchine, che si affaccia anch'essa al parcheggio con una finestra, dalla quale non si riesce a vedere la cabina perchè nascosta dall'unità esterna del condizionatore (vedi figura 1.1). Dato che non c'è reciproca visibilità tra trasmettitore e ricevitore non si possono impiegare tecniche di trasmissione ottica, basate ad esempio sugli infrarossi.

Le norme stabiliscono che per applicazioni generiche di trasmissione dati, per telecomandi o telemetria si possono impiegare diverse bande di frequenza, dai 6000 KHz fino a centinaia di GHz.

Innanzitutto si vogliono utilizzare antenne di dimensione contenuta, per cui

ci si è orientati alle bande sopra i 300 MHz.

Si escludono poi tutte le bande al di sopra di qualche GHz, poichè la progettazione dell'elettronica a quelle frequenze è decisamente più complessa.

Gli integrati trovati nei cataloghi web dei fornitori del dipartimento operano nelle bande ISM (per applicazioni industriali, scientifiche e mediche) che si trovano tra 300 MHz e 900 MHz, e intorno ai 2.4 GHz. Per evitare interferenze con la rete Wi-Fi del dipartimento, protocollo LAN che come noto opera intorno ai 2.4 GHz, si è scelto di non utilizzare quest'ultima banda.

Si è scelta infine la banda ISM centrata intorno ai 433.92 MHz, da utilizzare con vincoli di potenza trasmessa e di occupazione temporale del canale previsti dagli standard europei. Non servono autorizzazioni per l'utilizzo e l'installazione del sistema.

L'alimentazione dei moduli è un'altra problematica che ha imposto delle specifiche. Non è possibile, per motivi di sicurezza, portare la tensione di rete alla cabina dove è localizzato il contatore. Il trasmettitore allora dovrà essere alimentato a batterie, e sarebbe desiderabile che la loro sostituzione fosse necessaria soltanto al termine del periodo di accensione delle caldaie (indicativamente da ottobre ad aprile).

Sarebbe inoltre desiderabile che le batterie da utilizzare fossero del tipo stilo AA, di facile reperibilità e costo contenuto.

Al ricevitore invece il modulo *iPinenergy* può fornire una tensione di alimentazione continua ricavata dalla tensione di rete, per cui non c'è alcun problema.

Allo scopo di realizzare un dispositivo semplice si è deciso di trasmettere l'impulso ottenuto dal sensore, dopo un opportuno condizionamento nel modulo trasmettitore, per poi ricostruirlo in ricezione, e inviarlo con un cavo ad un ingresso digitale della scheda PinEnergy. Il sensore produce un impulso ogni volta che il contatore meccanico rileva il consumo di una volume di gas nominale prefissato. Non è prevista inoltre una comunicazione bidirezionale, in altre parole il sistema è di tipo broadcast e assolve la stessa funzione di un semplice cavo di collegamento. Il conteggio degli impulsi e la memorizzazione del volume di gas consumato vengono affidati al software di gestione energetica.

Tenendo conto di quanto scritto prima si riassumono nella lista di seguito le specifiche del sistema radio da realizzare:

- Collegamento wireless in banda ISM centrata a 433.92 MHz;
- Alimentazione del trasmettitore a batterie;
- Progettazione del trasmettitore per minimizzare i consumi in modo da massimizzare la durata delle batterie;

- Trasmissione unidirezionale (broadcast) di un'impulso ogni volta che viene consumata una quantità di gas prefissata;

1.2 Aspetti tecnologici e normativi

1.2.1 Tecnologia dei contatori di gas metano a membrana

La misura della quantità di gas erogato è una problematica fondamentale per le aziende che si occupano della sua fornitura.

Grazie ai dati raccolti si può conoscere esattamente il consumo di ciascun cliente e addebitare l'importo corrispondente. Le informazioni ricavate permettono anche di dimensionare ed intervenire in modo ottimale sulla rete di distribuzione.

I contatori a membrana, ormai da più di un secolo e mezzo dalla loro introduzione nell'ottocento, sono molto diffusi per la tariffazione di quelle utenze alimentate a bassa pressione come abitazioni, edifici commerciali e pubblici che richiedono portate piccole.

Il contatore del dipartimento fa parte di questa categoria.

Per attività industriali che necessitano di portate medio-alte o con alimentazione in alta pressione sono più adatti altri tipi di contatori. Il principio di funzionamento consiste nell'erogazione di un volume noto di gas mediante l'espansione o la contrazione di contenitori deformabili.

Il contatore è suddiviso in due camere fisse e separate, con al loro interno una camera deformabile. Ambedue le sezioni sono dotate di una valvola a D scorrevole. Ogni camera (fissa o deformabile) può prelevare mediante la valvola il gas pressurizzato dalla rete o accedere alla condotta di uscita, con cui viene erogato al cliente il gas.

Il flusso di gas è sempre regolato dalla coppia di valvole, che lo controllano in modo da creare un ben determinato ciclo di funzionamento. Le valvole possono assumere tre posizioni:

1. Chiusura di entrambe le camere, bloccando il flusso in entrata o uscita di metano;
2. Apertura dell'ingresso del metano alla camera mobile, apertura della condotta di erogazione alla camera fissa;
3. Apertura dell'ingresso del metano alla camera fissa, apertura della condotta di erogazione alla camera mobile;

Si noti come non sia mai possibile un flusso diretto tra ingresso della rete e condotta di erogazione.

Schematicamente, con riferimento alla figura 1.2.1, supponendo che le camere deformabili siano piene il ciclo si compie in quattro fasi:

- Fase uno:
Valvola sinistra in posizione 2: la camera deformabile si riempie, espansa della pressione del gas entrante, e sposta il metano nella camera fissa all'uscita del contatore. Valvola destra in posizione 1, la camera deformabile rimane contratta e vuota;
- Fase due: Valvola sinistra in posizione 1, la camera deformabile rimane estesa e piena; Valvola destra in posizione 2, la camera deformabile si riempie e sposta il metano nella camera fissa all'uscita del contatore;
- Fase tre: Valvola sinistra in posizione 3, la camera fissa si riempie di gas e comprime la camera deformabile, spostando il metano all'uscita del contatore; Valvola destra in posizione 1, la camera deformabile rimane piena ed estesa;
- Fase quattro: Valvola sinistra in posizione 1, la camera deformabile rimane vuota e contratta; Valvola destra in posizione 3, la camera fissa si riempie di gas e comprime la camera deformabile, spostando il metano all'uscita del contatore;

L'espansione e la contrazione delle camere mobili azionano un meccanismo che mette in rotazione un contatore meccanico. Ad ogni fase del ciclo un quarto del volume minimo misurabile (sensibilità del contatore) viene erogato all'utenza. Il contatore è azionato esclusivamente dalla perdita di carico (differenze di pressione) del gas tra l'ingresso e la condotta di uscita. Il contatore è in grado di misurare con accuratezza anche portate molto piccole. A questi pregi si aggiungono anche la bassa manutenzione richiesta e la lunga durata. Si spiega così come questa tecnologia sia utilizzata ancora oggi.

Per finire si vuole proporre una considerazione interessante sulla tariffazione, che viene effettuata in base alla massa di gas assorbita dalla rete. La tariffazione del gas avviene per metro cubo standard, ovvero la quantità (intesa come massa) di gas in un metro cubo a pressione atmosferica e a 15 °C. Il metano erogato è nello stato gassoso, per cui la massa va stimata con la misura volumetrica del contatore, utilizzando i valori di temperatura e pressione del gas stabiliti dalla società di erogazione. Un gas ideale è descritto dall'equazione di stato dei gas perfetti $P \cdot V = n \cdot R \cdot T$ (per un gas come il metano si usa una formula modificata e ricavata empiricamente). Le moli di gas (la massa del gas in grammi si ricava moltiplicando le moli per la massa atomica della molecola di gas) dipendono da temperatura, pressione e volume. A questo scopo, per assicurare una tariffazione più precisa

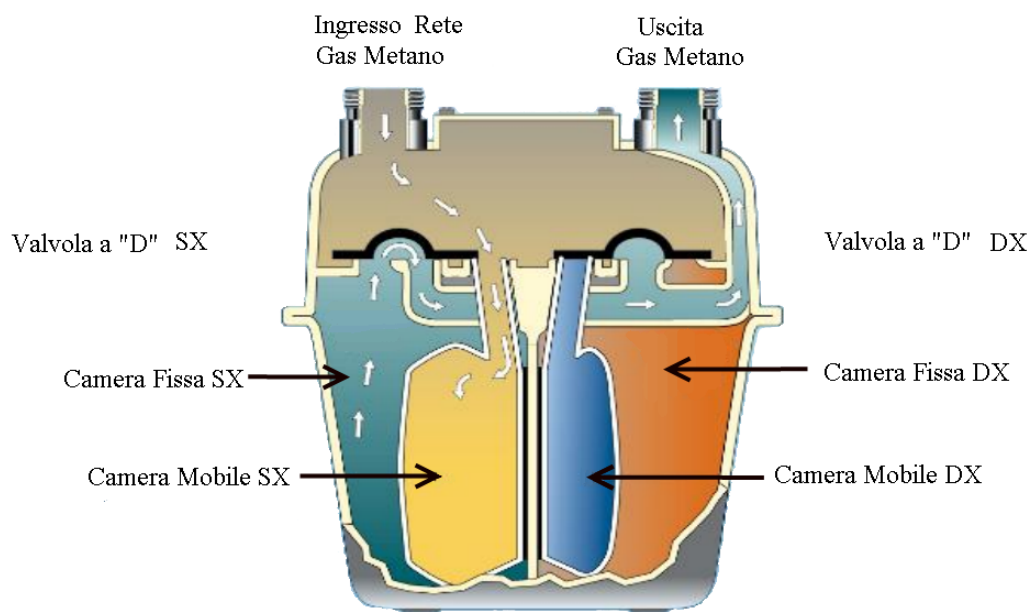


Figura 1.2: Sezione di un contatore di gas a membrana (in Fase uno). Immagine tratta da [2].

si può installare assieme al contatore un convertitore di volume, ovvero un sistema di elaborazione elettronico che registra il consumo letto dal contatore e calcola il costo del metano assorbito in base a temperatura e pressione del gas effettivamente presenti nel contatore, misurate da opportuni sensori. Per approfondimenti e la fonte di questa breve trattazione si veda il dossier pubblicato dalla Genova Reti Gas [3].

1.2.2 Normativa italiana ed europea sulle radiofrequenze

La normativa di riferimento in materia, che si pone l'obiettivo di regolamentare l'uso dello spettro elettromagnetico per le comunicazioni, è nota come Piano Nazionale di Ripartizione delle Frequenze (PNRF).

Il piano attualmente in vigore è stato approvato con un decreto ministeriale dal Ministero dello Sviluppo Economico il 13 novembre 2008 e integrato successivamente da nuovi decreti.

A seguito dell'ingresso nell'Unione Europea, il ministero ha provveduto ad adeguare le leggi nazionali alla normativa Europea.

Per quanto riguarda il progetto, si è scelto di trasmettere nella banda di frequenza tra 433.050 MHz e 434.790 MHz. Questa banda è riservata anche alle

apparecchiature a corto raggio (Short Range Devices) per applicazioni non specifiche. Si tratta di sistemi radio con bassa capacità di causare interferenze ad altri sistemi radio per la loro bassa potenza, che comporta una zona di funzionamento limitata.

La telemetria (il sistema progettato appartiene a questa categoria), i telecomandi, i radioallarmi e altre applicazioni simili rientrano in questa categoria. La banda utilizzata per il progetto è regolata dalla decisione ECC/DEC/(04)02 della ECC (Electronic Communications Committee) e le caratteristiche tecniche degli apparati sono stabilite con la raccomandazione ERC (European Research Council) 70-03, a pagina 6.

Si vedano anche per aggiornamenti e precisazioni le decisioni della Commissione Europea EC 2006 771 ed EC 2008 432.

La commissione ha suggerito di non prevedere autorizzazioni individuali per l'utilizzo di queste apparecchiature.

Infatti, l'articolo 105 del Codice delle Comunicazioni elettroniche (D. Lgs. 259/03) stabilisce che tali apparecchiature sono di libero uso (non serve richiedere un'autorizzazione), limitatamente ad attività di propria pertinenza (uso privato).

Le norme citate sopra prescrivono che si limiti la massima potenza irradiata effettiva (ERP) a 10 mW (+10 dBm). L'ERP indica la potenza che un dipolo a mezz'onda dovrebbe irradiare per produrre lo stesso campo elettrico nel punto di misura scelto. Non è consentito inoltre superare in un'ora di attività dell'apparato sei minuti complessivi di trasmissione. Inoltre, il tempo minimo tra due trasmissioni deve essere di 0.72 secondi e la massima durata di una trasmissione è 36 secondi.

La legge italiana prescrive che l'apparato realizzato prima di essere messo in servizio deva rispettare le indicazioni del D. lgs. n. 269/2001 (che attua in Italia la Direttiva 1999/5/CE). La direttiva, nota anche come direttiva RTT&E, stabilisce i requisiti che devono avere le apparecchiature radio e i terminali radio per reti pubbliche (reti di telefonia mobile, reti internet wireless, etc.).

I requisiti sono specificati nell'articolo 3, e riguardano, tra i vari punti, la compatibilità elettromagnetica, la sicurezza elettrica e la conformità al PNERF. Secondo l'articolo 5 si presume la conformità ad un certo requisito essenziale se il costruttore segue nella progettazione dell'apparato le norme armonizzate. Le norme armonizzate raccolgono specifiche tecniche di standardizzazione adottate dalla comunità europea. Si precisa che la loro osservazione non è obbligatoria, ma come spiegato sopra semplifica di molto l'ottenimento della conformità ai requisiti stabiliti dalla legge.

In estrema sintesi, la direttiva RTT&E prevede che il costruttore possa svolgere autonomamente i test, qualora previsti dalle norme armonizzate, e di-

chiarare la conformità CE con un'autocertificazione. Deve inoltre redigere la documentazione che provi la conformità dell'apparecchiatura attraverso le misure effettuate e gli accorgimenti adottati nel progetto. In particolare, per quanto riguarda la compatibilità elettromagnetica si fa riferimento al D. lgs. n. 194/2007, che attua la direttiva 2004/108/CE della Commissione Europea. Le misure ed i requisiti da soddisfare per il sistema progettato sono stabiliti dall'ETSI (European Telecommunication Standards Institute) con lo standard EN 300 220.

Capitolo 2

Analisi dei componenti integrati

In questo capitolo si vuole esaminare il funzionamento dei circuiti integrati scelti per realizzare il sistema di trasmissione. Viene svolta l'analisi dei circuiti che permettono la trasmissione/ricezione a RF e si illustra, limitatamente agli aspetti rilevanti per il progetto, l'utilizzo ed il funzionamento degli integrati. Non si ha modo di conoscere lo schema elettrico interno, poiché informazioni dettagliate sull'implementazione circuitale non sono fornite nella documentazione tecnica, per motivi di segreto industriale. Tuttavia il costruttore specifica sempre il diagramma a blocchi, e in pochi casi fornisce una indicazione sulla loro realizzazione circuitale. Per i rimanenti blocchi (quelli senza alcuna indicazione) si è deciso di analizzare il circuito che li implementi con maggiore probabilità, scelto in base ad opportune deduzioni o informazioni ricavate da ricerche su pubblicazioni, libri didattici o manuali tecnici.

Sono stati scelti due integrati, uno per il trasmettitore ed uno per il ricevitore, prodotti dalla Micrel[4]. Il trasmettitore è un MICRF112 e il ricevitore un MICRF220.

2.1 Modellizzazione dei transistor MOSFET

Ci si limita a ricavare un modello circuitale del MOSFET a canale n ad arricchimento a tre terminali (il terminale Body si considera cortocircuitato al Source).

Il transistor si analizza come un quadripolo, formato mettendo in comune alle due porte uno dei suoi tre morsetti. Si esamina e si utilizzerà in seguito la configurazione a source comune, in cui la porta di ingresso si prende ai terminali gate e source, e la porta di uscita tra drain e source. Il riferimento comune di entrambe è appunto il terminale di source del MOSFET.

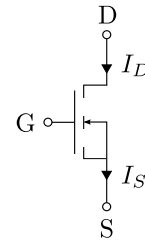


Figura 2.1: Simbolo del MOSFET ad arricchimento a canale

Le equazioni fondamentali (in corrente continua) n che ne descrivono il funzionamento sono:

$$I_D = 0 \quad V_{GS} < V_{TH} \quad (2.1)$$

Il MOSFET si dice essere in interdizione.

$$I_D = K[2(V_{GS} - V_{TH})V_{DS} - V_{DS}^2] \quad (2.2)$$

se $0 \leq V_{DS} \leq V_{GS} - V_{TH}$ e $V_{GS} \geq V_{TH}$

Il MOSFET in queste condizioni opera in zona lineare.

$$I_D = K(V_{GS} - V_{TH})^2(1 + \lambda V_{DS}) \quad (2.3)$$

se $0 \leq V_{DS} \leq V_{GS} - V_{TH}$ e $V_{GS} \geq V_{TH}$

Il MOSFET si dice in saturazione.

La corrente I_{DS} non dipende più da V_{DS} (più precisamente c'è una dipendenza limitata) ma solo dalla tensione tra Gate e Source. Deve sempre essere $V_{DS} > 0$ altrimenti si polarizza direttamente la giunzione Body-Drain (il diodo parassita). K è una costante che dipende dalla realizzazione del MOSFET e tiene conto di dimensioni e tecnologia di realizzazione. λ è anch'essa una costante e tiene conto del fenomeno di modulazione di larghezza del canale: in saturazione all'aumentare di V_{DS} diminuisce la resistenza del

canale di conduzione. Il suo reciproco cambiato di segno $V_A = -\frac{1}{\lambda}$ corrisponde alla coordinata dell'intersezione comune con l'asse orizzontale delle rette tangenti alle caratteristiche (V_{DS}, I_{DS}) in saturazione. Il transistor deve essere prima polarizzato per determinare le equazioni che ne regolano il funzionamento: una rete esterna fissa a corrente continua il punto di riposo Q del transistor, appartenente alle caratteristiche tensione/corrente del componente. Nel modello ai piccoli segnali si esaminano le variazioni delle correnti o delle tensioni (si indicano con lettere minuscole) nel MOSFET che si sovrappongono ai valori di polarizzazione (indicati con lettere maiuscole). Supponendo che rimangano al di sotto di determinati valori di ampiezza, le equazioni del transistor si possono approssimare tramite linearizzazione. La rete equivalente ottenuta risulta di conseguenza lineare. In zona di saturazione la corrente tra Drain e Source è controllata quasi esclusivamente dalla tensione nella maglia di ingresso. Si sviluppa il modello a piccoli segnali solo in questa zona di funzionamento. Il Gate non assorbe una corrente, per cui si può considerare l'ingresso equivalente ad un circuito aperto. Per determinare l'equazione linearizzata di i_{ds} all'uscita si calcolano nel punto di riposo le derivate parziali al primo ordine nelle variabili V_{DS} e V_{GS} della 2.3. Si definiscono così i parametri:

- $g_m = \left. \frac{\partial i_d}{\partial v_{gs}} \right|_Q = 2K(V_{GS} - V_{TH})(1 + \lambda V_{DS}) = 2 \frac{I_D}{V_{GS} - V_{TH}}$
- $\frac{1}{r_o} = \left. \frac{\partial i_d}{\partial v_{ds}} \right|_Q = K\lambda(V_{GS} - V_{TH})^2 = \frac{\lambda I_D}{1 + \lambda V_{DS}} = \frac{I_D}{\frac{1}{\lambda} + V_{DS}} \simeq \lambda I_D$ per $V_{DS} \ll \frac{1}{\lambda}$

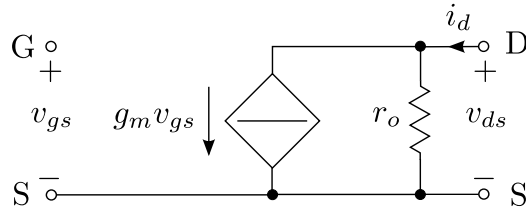
L'equazione che si ottiene per $i_{ds}(t)$ è:

$$i_d \simeq \frac{v_{ds}}{r_o} + g_m v_{gs}$$

La non linearità delle equazioni del MOSFET determinerebbe la presenza di termini di ordine superiore al primo se si ricavasse l'equazione in modo esatto. Il modello circuitale linearizzato del MOSFET ai piccoli segnali è un quadripolo composto da un circuito aperto all'ingresso, e da un generatore di corrente dipendente $g_m v_{gs}$ in parallelo ad una resistenza di valore r_o . Il verso del generatore di corrente si determina considerando che, per effetto di un aumento/diminuzione di v_{GS} , la corrente i_{DS} aumenta/diminuisce. Il verso è concorde a quello della corrente di polarizzazione. Risulta complessivamente che in un MOSFET in saturazione tensione e corrente istantanee (indicate con lettera minuscola e lettere maiuscole nel pedice) sono:

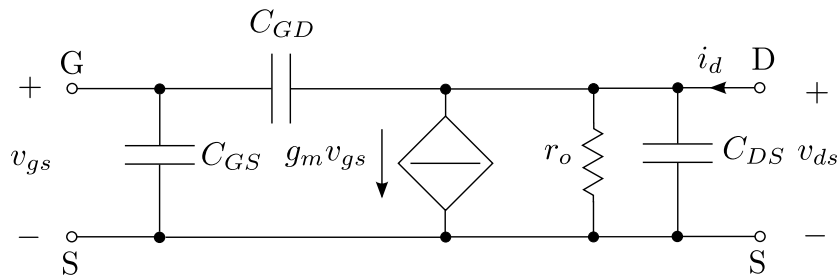
$$\begin{aligned} v_{GS}(t) &= V_{GS} + v_{gs}(t) \\ i_D(t) &\simeq I_D + r_o v_{ds}(t) + g_m v_{gs}(t) \end{aligned}$$

Figura 2.2: Circuito equivalente (approssimato) del MOSFET ai piccoli segnali



Il modello ricavato è noto come modello ibrido a π . Per completarlo vanno aggiunte delle capacità che modellizzano l'effetto delle capacità parassite presenti in un MOSFET. In regime sinusoidale, raggiunti determinati valori di frequenza (alta frequenza) la reattanza di questi condensatori assume valori non trascurabili, che influenzano pesantemente il valore di correnti e tensioni nella rete in cui è utilizzato. Ci sono tre capacità, ciascuna presente ai capi di due terminali del MOSFET. Si indicano mettendo al pedice le iniziali dei terminali a cui sono relative. Il modello completo è illustrato in figura 2.3.

Figura 2.3: Modello ibrido a π completo di un MOSFET a canale n ai piccoli segnali



2.2 Trasmettitore integrato MICRF112

Il MICRF112 è un trasmettitore a RF integrato (figura 2.4) pensato per frequenze dai 300 MHz ai 450 MHz e per trasmettere piccole potenze (massimo 10 dBm su un carico di 50Ω). E' inoltre particolarmente adatto per applicazioni in cui si debba alimentare a batterie. Infatti è in grado di funzionare con tensione di alimentazione da 1,8 V a 3,6 V. La diminuzione della tensione di alimentazione dovuta all'esaurimento delle batterie è perciò ben tollerata dal dispositivo. La velocità di trasmissione massima è 50 kbps ed è adatta ad

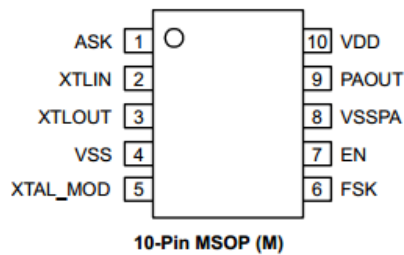


Figura 2.4: Package e piedinatura del MICRF112

applicazioni come telecomandi, telemetria o controllo serrature che non richiedono lo scambio di grandi quantità di dati. Può utilizzare la modulazione OOK oppure anche la modulazione FSK, ovvero può trasmettere in modulazione di frequenza (non è usata nel progetto). Con riferimento allo schema a blocchi di figura 2.5 presente nel datasheet dell'integrato, si identificano quattro blocchi principali di interesse per l'analisi:

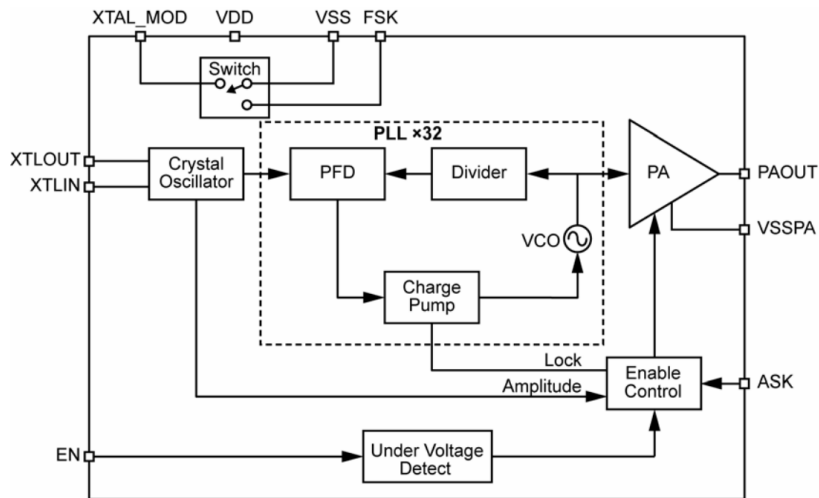


Figura 2.5: Diagramma a blocchi del MICRF112

- Oscillatore a cristallo;
- Phase Locked Loop (anello ad aggancio di fase) per la generazione della portante;
- Amplificatore di potenza a radiofrequenza;

- Circuiti logici dedicati alla gestione dell'integrato e al suo interfacciamento;

L'utilizzo nei datasheet per le alimentazioni dei simboli V_{DD} per il positivo e V_{SS} per la massa fa ritenere che il dispositivo sia fabbricato con transistor MOS.

2.2.1 Oscillatore a cristallo

L'oscillatore è un circuito fondamentale nei sistemi di trasmissione radio, in quanto genera il segnale da cui si ottiene la portante per la modulazione. Un oscillatore si caratterizza per non avere un ingresso e per produrre in uscita una forma d'onda periodica (dopo un transitorio iniziale dovuto all'applicazione dell'alimentazione). Lo schema a blocchi di base di un oscillatore è riportato in figura 2.6. Si tratta di un sistema in retroazione formato da una rete di reazione e da un blocco diretto, tipicamente un amplificatore. Nell'esempio sotto lo schema a blocchi si vede come l'uscita del blocco $A(j\omega)$ sia la tensione al Drain del MOSFET e la rete a π costituisca il blocco di retroazione. La tensione di uscita da quest'ultima è riportata al Gate e diventa perciò

l'ingresso del MOSFET. Il guadagno d'anello $L(j\omega) = A(j\omega) \cdot H(j\omega)$ del sistema si può trovare calcolando il rapporto tra l'uscita della rete di reazione e un ingresso applicato al blocco diretto, aprendo dapprima l'anello tra l'uscita di $H(j\omega)$ e l'ingresso di $A(j\omega)$. Di tutte le topologie esistenti di oscillatori, certamente la più diffusa ed economica, ma allo stesso tempo di grande qualità, si ottiene impiegando un cristallo di quarzo.

Il cristallo di quarzo come componente elettronico

Il componente è costituito tipicamente da una sottile (qualche μm) lamina di quarzo sorretta da due armature metalliche all'interno di un contenitore (il package del componente), da cui fuoriescono due morsetti collegati

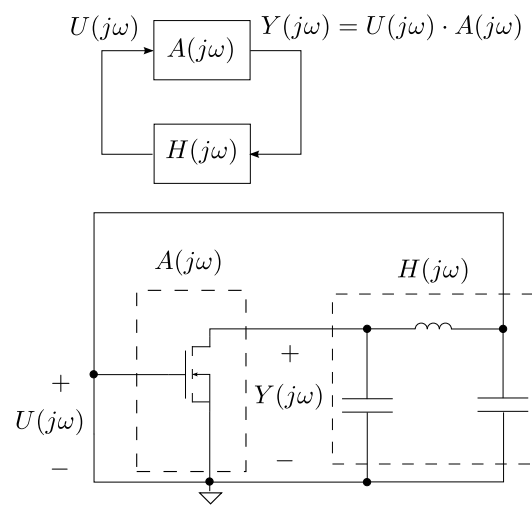


Figura 2.6: Schema a blocchi di un oscillatore con esempio circuitale ai piccoli segnali

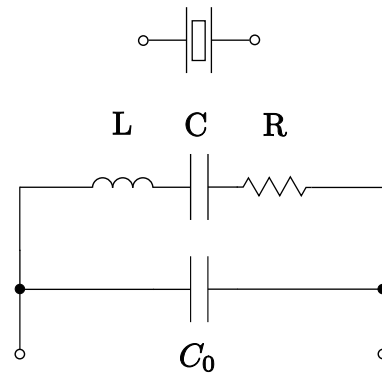


Figura 2.7: Simbolo e circuito equivalente del cristallo di quarzo

ciascuno ad una armatura (si tratta di un bipolo). Il quarzo è un materiale piezoelettrico, proprietà che si può sintetizzare con questa osservazione: una deformazione del cristallo comporta la comparsa di una tensione ai morsetti del cristallo, e anche l'applicazione di una tensione ai morsetti causa una deformazione del materiale. La modalità con cui avviene il fenomeno, di natura elettro-meccanica, dipende dalla lavorazione del materiale grezzo e della forma data al cristallo. In ogni caso, si verifica che il modello elettrico equivalente del quarzo è un circuito RLC serie. Il quarzo è però anche un materiale dielettrico, per cui bisogna considerare la capacità formata dalle armature che lo reggono dentro al package. In conclusione al circuito RLC di prima va aggiunta una capacità in parallelo C_0 . La figura 2.7 illustra il circuito equivalente ed il simbolo circuitale del componente. L'impedenza equivalente del cristallo $Z_{XTAL}(s)$ si può calcolare come:

$$Z_{XTAL}(s) = \frac{1}{sC_0} \cdot \left(sL + R + \frac{1}{sC} \right) = \frac{s^2LC + sRC + 1}{(s^2LCC_0 + sRCC_0 + C + C_0)}$$

Posto $C_P = \frac{C \cdot C_0}{C + C_0}$, l'impedenza diventa:

$$Z_{XTAL}(s) = \frac{s^2LC + sRC + 1}{s(C + C_0)(s^2LC_P + sRC_P + 1)} =$$

Per $s = j\omega$ risulta:

$$Z_{XTAL}(j\omega) = \frac{1 - \omega^2LC + j\omega RC}{j\omega(C + C_0)(1 - \omega^2LC_P + j\omega RC_P)} \quad (2.4)$$

Si noti come i due fattori del secondo ordine portino a due pulsazioni di risonanza, una detta di risonanza serie $\omega_s = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}}$ e l'altra di risonanza

parallelo $\omega_p = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C_p}}$. Le due frequenze sono relativamente molto vicine, infatti la differenza relativa di ω_p rispetto a ω_s è: $\frac{\omega_p - \omega_s}{\omega_s} = \frac{\frac{1}{\sqrt{L C_p}} - \frac{1}{\sqrt{L C}}}{\frac{1}{\sqrt{L C}}} = \sqrt{\frac{C}{C_p}} - 1 = \sqrt{\frac{C}{C_0} + 1} - 1 \simeq \frac{C}{2C_0}$. Maggiore è il valore di C_0 , minore è la differenza tra i due valori. Z_{XTAL} ha parte immaginaria e reale visualizzati in figura 2.8 ed in figura 2.9. Si sono presi, per fare l'esempio, i valori del cristallo usato nel trasmettitore: $R = 40\Omega$ e $C_0 = 7pF$. Ipotizzando (il costruttore non ha specificato ulteriori dati) che il circuito RLC abbia $Q = 10000$, si ottiene $L = 47mH$, $C = 2.93fF$ per una frequenza di risonanza serie $\omega_s = 13.56MHz$. $\frac{\omega_p - \omega_s}{\omega_s}$ risulta di circa 210 ppm (0,021% o in valore assoluto circa 2850 Hz).

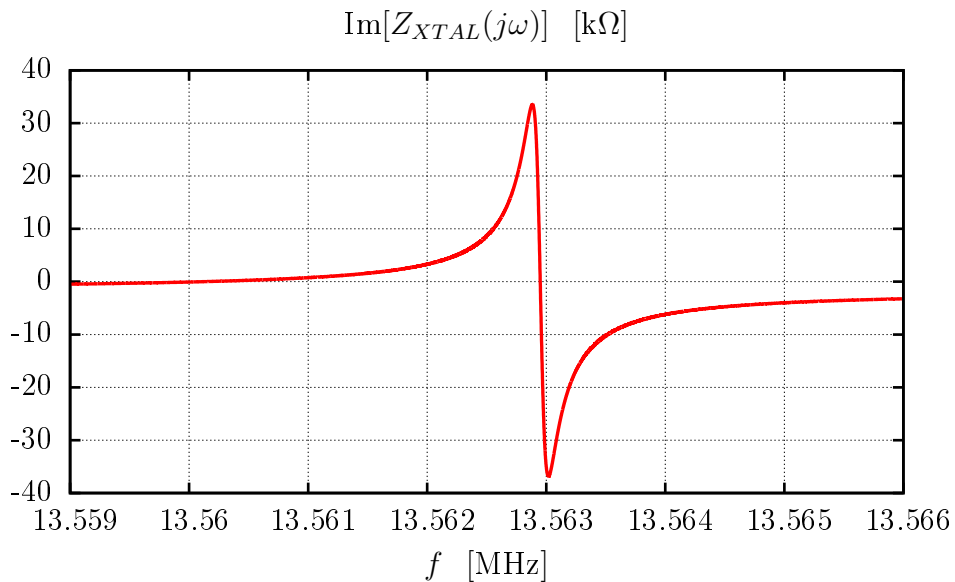


Figura 2.8: Parte immaginaria di $Z_{XTAL}(j\omega)$. Si nota l'attraversamento dello zero per $f = 13.56$ MHz

Si osserva inoltre che tra le due pulsazioni di risonanza l'impedenza diventa prevalentemente induttiva (la fase dell'impedenza risulta all'incirca $+80^\circ$). In ω_s la parte reale diventa minima, mentre è molto elevata per ω_p . Ciò giustifica i nomi dati alle pulsazioni di risonanza, in quanto in risonanza serie l'impedenza tende a diventare minima e puramente reale, mentre in un circuito RLC parallelo diventa massima e puramente reale. Il circuito RLC equivalente si caratterizza per avere un fattore di qualità molto elevato non ottenibile con induttori e condensatori.

Si ricorda che il fattore di qualità Q di un circuito RLC serie è dato dal

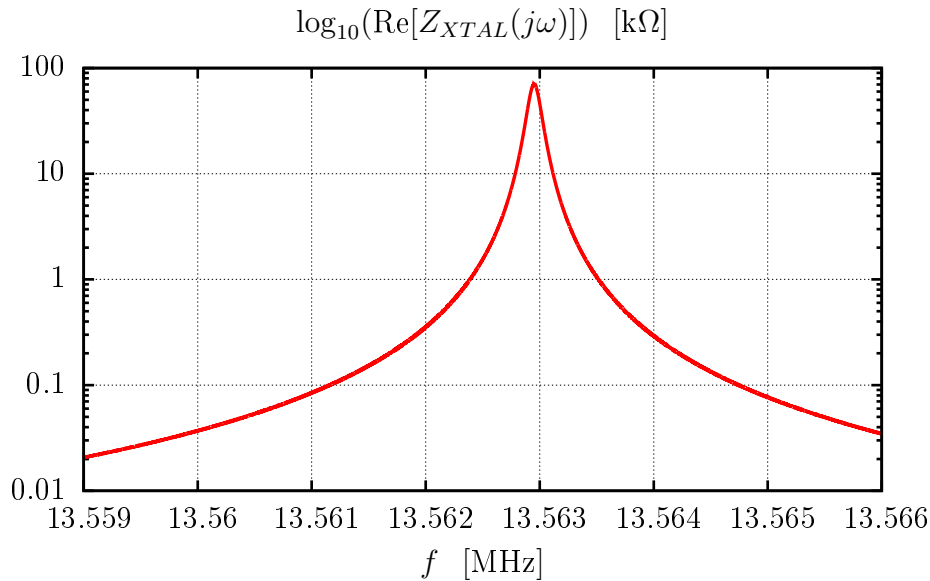


Figura 2.9: Parte reale di $Z_{XTAL}(j\omega)$. L'asse delle ordinate è in scala logaritmica vista l'ampia escursione di valori (da 40 Ω fino a 100 k Ω)

rapporto $Q = \frac{1}{\omega_n CR} = \frac{\omega_n L}{R}$, dove ω_n è la pulsazione di risonanza. Per una impedenza qualsiasi Q è definito come il rapporto tra la parte immaginaria e la parte reale dell'impedenza, e varia a seconda della pulsazione delle grandezze elettriche nella rete. In entrambi i casi il fattore di qualità è direttamente proporzionale al rapporto tra la massima energia immagazzinata nei componenti reattivi e l'energia dissipata durante un intero periodo.

Il fattore di qualità è inoltre proporzionale alla derivata della fase dell'impedenza calcolata nella pulsazione di risonanza, sempre per un circuito RLC. Risulta quindi che in queste due pulsazioni, dato l'elevato valore di Q , il cambiamento di fase dell'impedenza di $\pm\pi$ avviene bruscamente.

Modello dell'oscillatore

Nel datasheet è indicato che si tratta di un oscillatore di Pierce, il cui circuito ai piccoli segnali è riportato in figura 2.10. Sostituendo al MOSFET il modello ai piccoli segnali semplificato della sezione 2.1 (si noti che le capacità parassite risulterebbero in parallelo alle capacità C_1 , C_3 e C_0) si ottiene la rete per l'analisi di figura 2.11. Si considera la rete in regime sinusoidale, per lo studio a regime delle oscillazioni. Si è data per implicita la dipendenza da ω delle impedenze. Si sostituisce al cristallo l'impedenza equivalente serie $Z_{XTAL}(\omega) = R_2(\omega) + jX_2(\omega)$. X_1 e X_3 sono due reattanze ideali. Applicando

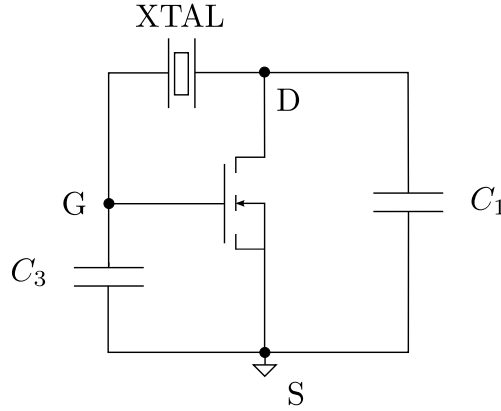


Figura 2.10: Schema ai piccoli segnali di un oscillatore di Pierce

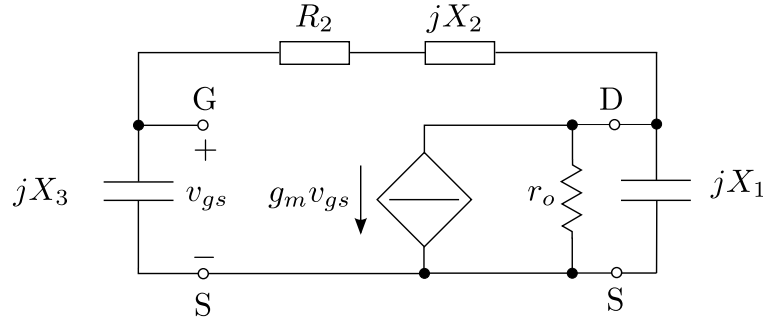


Figura 2.11: Schema per l'analisi dell'oscillatore di Pierce ai piccoli segnali

il teorema di Millman per le reti binodali (la rete ha i soli nodi D ed S) e la formula del partitore di tensione al ramo in cui si trova il Gate, si ricava $v_{gs}(s)$ tramite la corrente del generatore dipendente:

$$v_{gs} = -\frac{g_m \cdot v_{gs}}{\frac{1}{jX_1} + \frac{1}{r_o} + \frac{1}{(jX_2 + R_2 + jX_3)}} \cdot \frac{jX_3}{(jX_2 + R_2 + jX_3)} \quad (2.5)$$

Da notare che l'espressione a destra rappresenta, nello schema di figura 2.6 la funzione di trasferimento ad anello aperto tra l'uscita della rete di reazione e l'ingresso dell'amplificatore. Si è ricavato così il guadagno d'anello:

$$L(j\omega) = -\frac{g_m}{\frac{1}{jX_1} + \frac{1}{r_o} + \frac{1}{(R_2 + j(X_2 + X_3))}} \cdot \frac{jX_3}{(R_2 + j(X_2 + X_3))}$$

Per il criterio di Barkhausen l'oscillazione si mantiene stabile se il guadagno d'anello è uno.

$$1 = -\frac{g_m}{\frac{1}{jX_1} + \frac{1}{r_o} + \frac{1}{R + j(X_2 + X_3)}} \cdot \frac{jX_3}{R + j(X_2 + X_3)}$$

Dopo alcuni passaggi:

$$-jg_m X_3 = \frac{R_2 + j(X_2 + X_3)}{jX_1} + \frac{R_2 + j(X_2 + X_3)}{r_O} + 1$$

$$-j\frac{R_2}{X_1} + \frac{X_2 + X_3}{X_1} + \frac{R_2}{r_O} + j\frac{X_2 + X_3}{r_O} + 1 = -jg_m \cdot X_3$$

Si ricavano dall'equazione complessa due equazioni reali indipendenti, una per la parte immaginaria (2.6) e una per la parte reale (2.7).

$$-\frac{R_2}{X_1} + \frac{X_2 + X_3}{r_O} = -g_m \cdot X_3 \quad (2.6)$$

$$\frac{R_2}{r_O} + \frac{(X_2 + X_3)}{X_1} + 1 = 0 \quad (2.7)$$

Dalla 2.7 si ricava:

$$R_2 \cdot X_1 + r_O(X_1 + X_2 + X_3) = 0 \quad (2.8)$$

Risolvendo la 2.6 con quanto appena trovato si ottiene:

$$g_m = \frac{R_2}{X_1 \cdot X_3} + \frac{X_1}{r_O \cdot X_3} + \frac{X_1 \cdot R_2}{r_O^2} \quad (2.9)$$

Dalla 2.9 si determina il valore del parametro g_m che garantisce il mantenimento dell'oscillazione. Dalla 2.8 si ricava la pulsazione di oscillazione. Si noti che l'equazione 2.5 ha soluzione $v_{gs} = 0$, ovvero le tensioni e le correnti nell'oscillatore possono rimanere solo continue, prive di componenti alternate. Si osserva anche che se si divideva per $v_{gs} \neq 0$ qualsiasi (l'ampiezza può assumere qualsiasi valore, ovviamente se si mantiene valido il modello ai piccoli segnali), si ricavava ugualmente $L(j\omega) = 1$. L'uscita dell'oscillatore è la tensione v_{ds} , che si può calcolare dalla formula del partitore. Risulta $v_{gs} = v_{ds} \frac{jX_3}{R_2 + j(X_2 + X_3)}$, da cui si ricava: $v_{ds} = v_{gs} \frac{R_2 + j(X_2 + X_3)}{jX_3} = -v_{gs} \cdot \left(\frac{R_2 + r_O}{r_O} \frac{X_1}{X_3} + j \frac{R_2}{X_3} \right)$. In base alla 2.7, visto che X_1 e X_3 sono capacitive allora X_2 deve essere induttiva. v_{gs} avrà una frequenza compresa tra le due frequenze di risonanza del cristallo, ed il valore può essere cambiato scegliendo gli opportuni valori per C_1 e C_3 . In ogni caso non sarà mai pari alla frequenza di risonanza serie, poiché $\angle(Z_{XTAL}(j\omega_s)) = 0$. Il vantaggio di usare un oscillatore a quarzo rispetto ad un induttore per la reattanza X_2 è nel fattore Q , ordini di grandezza migliore rispetto a quello di un induttore, oltre che alla migliore stabilità dei parametri del componente al variare della temperatura e con l'invecchiamento.

I precedenti risultati forniscono risultati validi solo a regime. Nel transitorio di accensione il guadagno d'anello dovrà essere maggiore di uno in

modo da innescare l'oscillazione. Nei circuiti reali l'ingresso del sistema è costituito dal rumore o semplicemente dal transitorio durante l'applicazione dell'alimentazione. Conviene studiare il circuito in transitorio con un modello diverso, calcolando dapprima l'impedenza vista dal cristallo ai morsetti GD. Si svolgono i calcoli con le grandezze funzione della frequenza complessa $s = \sigma + j\omega$, e quindi si studia l'oscillatore con la trasformata di Laplace.

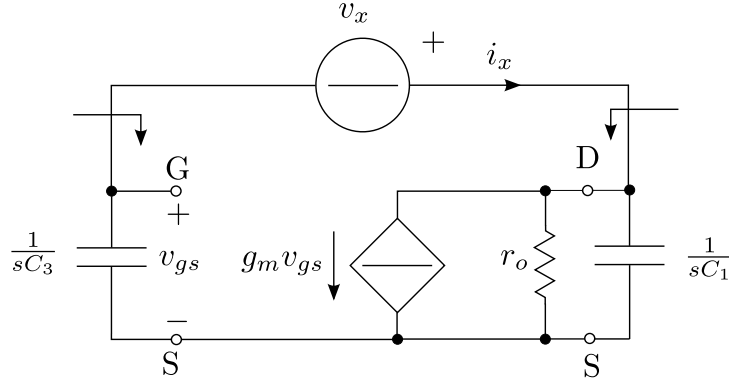


Figura 2.12: Schema per il calcolo dell'impedenza vista dal cristallo tra Drain e Gate

Con riferimento allo schema di figura 2.12, si può scrivere la seguente equazione di kirchhoff al nodo D(il Drain):

$$i_x = g_m v_{gs} + (v_x + v_{gs}) \left(\frac{1 + sC_3}{r_o} \right)$$

Dato che la corrente i_x è nota, $v_{gs} = -\frac{i_x}{sC_1}$ Sostituendo ciò nell'equazione sopra:

$$i_x = -\frac{g_m i_x}{sC_1} + \left(v_x - \frac{i_x}{sC_1} \right) \left(sC_3 + \frac{1}{r_o} \right)$$

Separando v_x e i_x con gli opportuni passaggi:

$$i_x \left(1 + \frac{g_m}{sC_1} + \frac{C_3}{C_1} + \frac{1}{sC_1 r_o} \right) = v_x \left(sC_3 + \frac{1}{r_o} \right)$$

$$i_x \left(\frac{g_m r_o + s r_o (C_1 + C_3) + 1}{sC_1 r_o} \right) = v_x \left(\frac{sC_3 r_o + 1}{r_o} \right)$$

Si può calcolare finalmente:

$$Z_{DG} = \frac{v_x}{i_x} = \frac{r_o}{sC_3 r_o + 1} \cdot \frac{g_m r_o + s r_o C_1 + (s r_o C_3 + 1)}{sC_1 r_o}$$

$$= \frac{g_m r_O}{(1 + s r_O C_1) s C_3} + \frac{r_O}{1 + s r_O C_3} + \frac{1}{s C_1}$$

Per capire meglio il valore che assume Z_{DG} , conviene trascurare l'influenza di r_O rendendolo infinito. Per $s = j\omega$ si ottiene:

$$Z_{DG} = -\frac{g_m}{\omega^2 C_1 C_3} - \frac{j}{\omega \frac{C_1 C_3}{C_1 + C_3}} \quad (2.10)$$

L'impedenza ha parte reale negativa direttamente proporzionale a g_m e parte immaginaria capacitiva pari alla serie tra C_3 e C_1 . Z_{DG} si trova in parallelo con il circuito equivalente del cristallo, che presenta una capacità C_0 in parallelo al circuito risonante equivalente. Per calcolare l'effetto sulla impedenza con resistenza negativa si deve calcolare il parallelo con C_0 :

$$Z'_{GD}(s) = Z_{GD}(s) \parallel \frac{1}{s C_0} = \frac{Z_{DG} \cdot \frac{1}{s C_0}}{Z_{DG} + \frac{1}{s C_0}}$$

$$\begin{aligned} Z'_{DG} &= \frac{\left(\frac{g_m r_O}{(1 + s r_O C_1) s C_3} + \frac{r_O}{1 + s r_O C_3} + \frac{1}{s C_1} \right) \cdot \left(\frac{1}{s C_0} \right)}{\frac{g_m r_O}{(1 + s r_O C_1) s C_3} + \frac{r_O}{1 + s r_O C_3} + \frac{1}{s C_1} + \frac{1}{s C_0}} = \\ &= \frac{\frac{g_m r_O + s r_O C_3 + s r_O C_1}{s^2 C_0 C_3 (1 + s C_1 r_O)}}{\frac{C_0 (1 + s r_O C_1) + s r_O C_0 C_3 + g_m r_O C_0 + C_3 (1 + s C_1 r_O)}{s C_0 C_3 (1 + s C_1 r_O)}} = \\ &= \frac{1 + g_m r_O + s r_O (C_1 + C_3)}{s C_0 [1 + g_m r_O + s r_O (C_1 + C_3)] + s C_3 (1 + s C_1 r_O)} \end{aligned}$$

La parte reale e immaginaria dell'impedenza dipendono da g_m e r_O (ovvero dalla polarizzazione), e dalle capacità C_1 e C_3 , nonché dal circuito equivalente del cristallo usato. Supponendo di poter variare la tensione V_{GS} di un MOSFET con $K = 1 m \frac{A}{V^2}$, $\lambda = 0.01 V^{-1}$, $V_{TH} = 1V$, $V_{DS} = 1.5V$ e prendendo $C_0 = 7pF$, si ottengono i grafici di figura 2.13 e 2.14. g_m cresce linearmente secondo la formula $g_m = K(1 + \lambda V_{DS})(V_{GS} - V_{TH})$, e assume un valore ottimale che massimizza il modulo della parte reale. Le stesse considerazioni valgono anche per i condensatori C_1 e C_3 , che hanno un effetto analogo sulla resistenza negativa, come si vede nel grafico di figura 2.2.1, realizzato nel caso in cui C_1 e C_3 abbiano lo stesso valore. Osservando l'espressione di Z'_{DG} , si vede che C_1 e C_3 compaiono sempre sommate assieme. Il grafico di prima allora vale anche scegliendo C_1 e C_3 di valore diverso tra loro, e in ogni caso la loro somma ha anch'essa un valore ottimale per massimizzare la resistenza negativa.

Si consideri ora la rete equivalente data dal parallelo tra Z'_{DG} ed il circuito RLC equivalente del cristallo. E' composta da una singola maglia con un

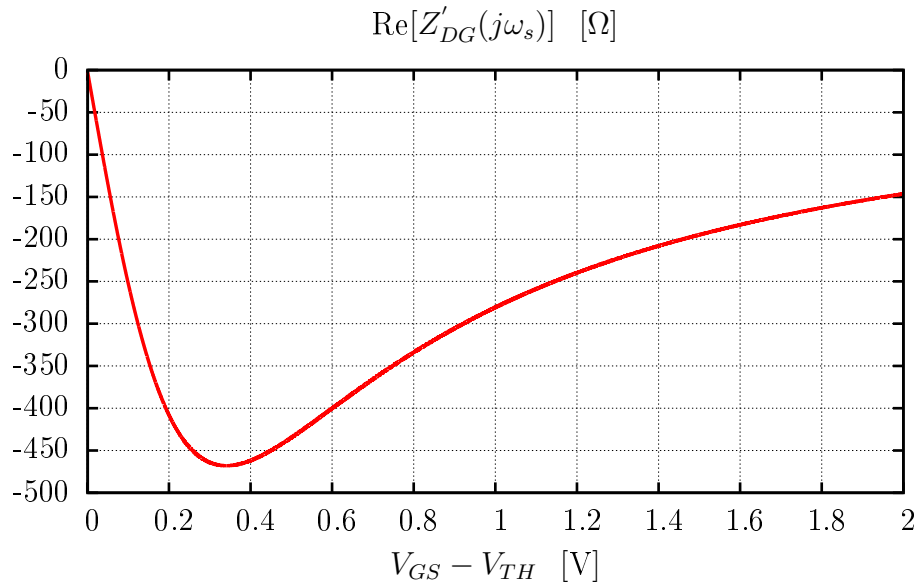


Figura 2.13: Parte reale di $Z'_{DG}(j\omega)$ calcolata in $f = 13.56$ MHz

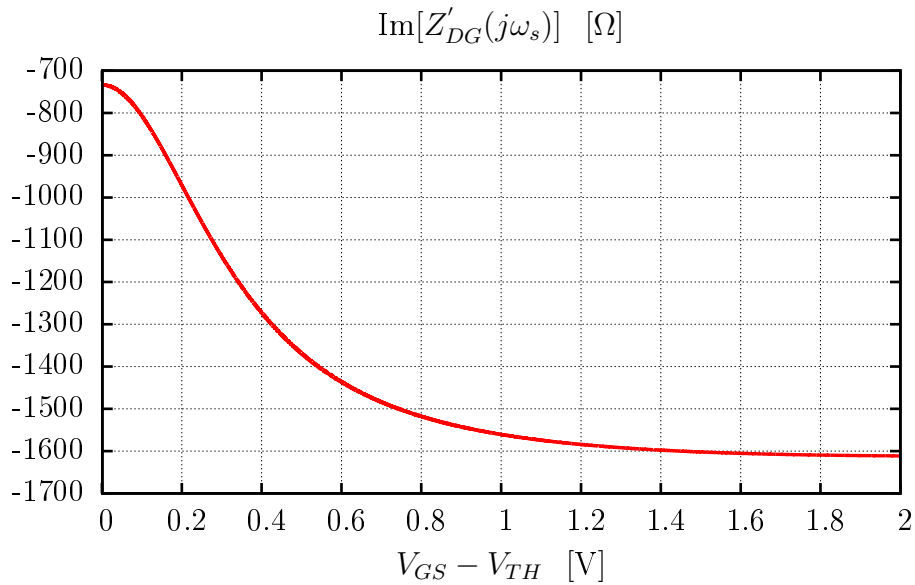


Figura 2.14: Parte immaginaria di $Z'_{DG}(j\omega)$

circuito RLC serie, di resistenza R' pari alla somma tra il parametro R del cristallo e $\text{Re}[Z'_{DG}]$, e capacità data dalla serie tra C e la capacità C' con reattanza equivalente a $\text{Im}[Z'_{DG}]$. Dato che $C \ll C'$ il valore della capacità è appross-

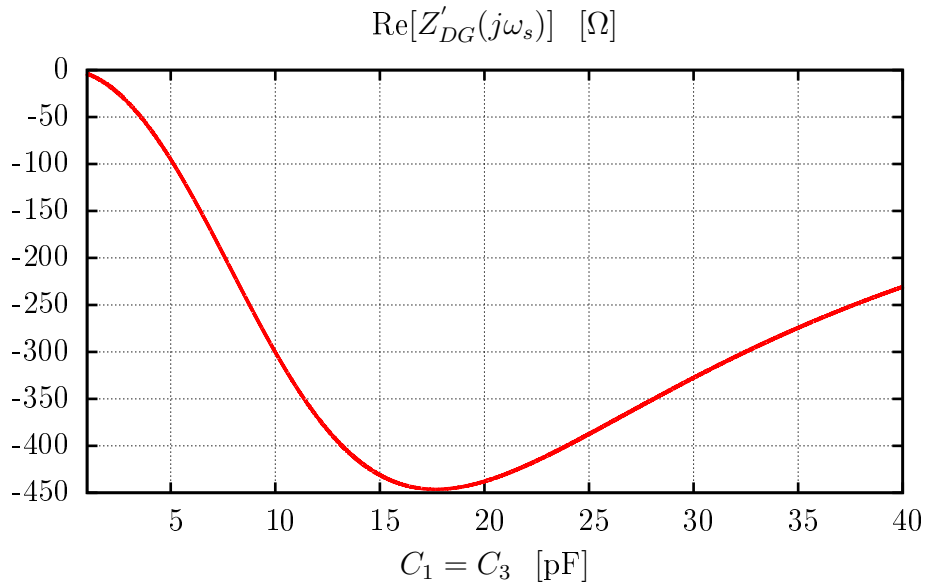


Figura 2.15: Effetto di C_1 e C_3 sulla resistenza negativa tra Drain e Gate

simabile a quello dovuto solamente al cristallo. L'equazione di Kirchhoff alla maglia fa ottenere la nota equazione del secondo ordine $\frac{d^2 i(t)}{dt^2} + \frac{R}{L} \frac{di(t)}{dt} + \frac{1}{LC} = 0$, dove $i(t)$ è la corrente nel circuito RLC equivalente del cristallo. Si ha quindi un sistema del secondo ordine con smorzamento negativo, poichè si progetta l'oscillatore in modo che sia $R < \text{Re}[Z'_{DG}]$. La risposta impulsiva cresce esponenzialmente nel tempo con esponente (positivo) $\frac{R'}{2L} \cdot t$, e ricordando l'espressione del fattore di qualità: $\tau = \frac{2L}{R'} = \frac{2L}{R'} \cdot \frac{R\omega_s}{R\omega_s} = \frac{2QR}{R'\omega_s} \gg \frac{2\pi}{\omega_s} = T_s$. La costante di tempo è proporzionale a Q , alla resistenza equivalente del cristallo R ed inversamente proporzionale alla resistenza complessiva R' . Dalla corrente $i(t)$ si possono ricavare tutte le altre tensioni e correnti alternate ai piccoli segnali presenti nell'oscillatore, ed in particolare l'uscita v_{ds} . La corrente nel cristallo si instaura grazie al rumore termico o anche al transitorio di alimentazione, che si può pensare determini un impulso di tensione tra drain e gate. Si verifica che la costante di tempo τ è molto più grande di un periodo di oscillazione T_s : l'oscillatore presenterà un tempo di avvio molto maggiore di un periodo di oscillazione. Se, a causa di un dimensionamento scorretto, risulta che la parte reale di Z'_{DG} non è superiore in modulo a R , $i(t)$ e anche v_{ds} tendono a zero dopo il transitorio poichè lo smorzamento è positivo. In altre parole il transitorio si esaurisce e tutte le grandezze ai piccoli segnali si annullano: l'oscillatore non parte. In base a quanto ricavato sopra, l'ampiezza dell'oscillazione dovrebbe crescere illimitatamente. In

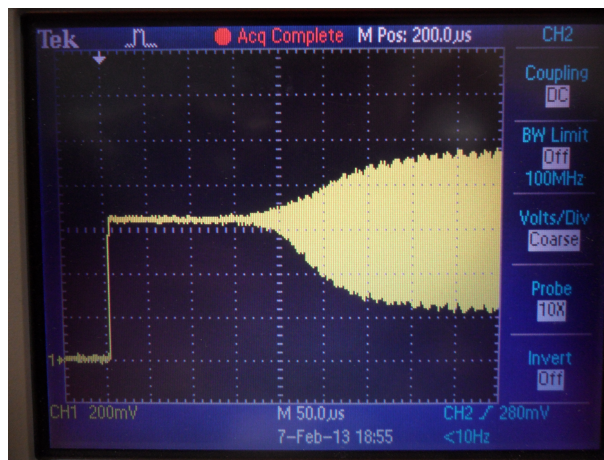


Figura 2.16: Tensione al pin XTAL_IN dopo l'abilitazione dell'oscillatore integrato rilevata con l'oscilloscopio digitale

realtà si verifica che l'ampiezza di v_{ds} è limitata a causa della diminuzione del guadagno conseguente al variare del punto di riposo e per la saturazione o interdizione del MOSFET, che limitano l'uscita ai valori della tensione di alimentazione. Ciò provoca una distorsione di non-linearità ai picchi della sinusoide generata. Per evitarla è opportuno usare un sistema di controllo dell'ampiezza dell'oscillazione, che diminuisca il guadagno d'anello fino a renderlo unitario una volta che l'uscita raggiunge l'ampiezza desiderata (il controllo dovrebbe mantenere v_{gs} di ampiezza tale da poter applicare il modello ai piccoli segnali). La schermata di figura 2.16 illustra il transitorio nell'oscillatore del MICRF112 e conferma le considerazioni fatte.

2.2.2 Phase Locked Loop

Introduzione

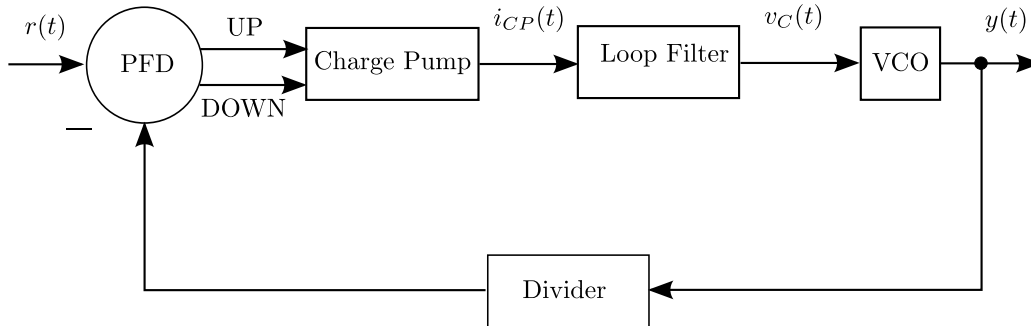


Figura 2.17: Schema a blocchi completo del PLL integrato nel MICRF112

Il Phase Locked Loop (anello ad aggancio di fase) è un circuito elettronico di grande importanza e viene utilizzato in svariate applicazioni. Limitatamente al progetto viene impiegato nel trasmettitore e nel ricevitore integrati come sintetizzatore di frequenza. L'oscillatore al cristallo non è in grado di generare una portante a 433.92 MHz, per cui si rende necessario ricavarla dal segnale generato moltiplicandone la frequenza. Il PLL è modellizzabile come un sistema di controllo in cui la grandezza d'ingresso e di uscita sono le fasi istantanee di un segnale periodico.

Si definisce fase istantanea $\varphi(t)$ l'argomento della funzione sinusoidale $f(t) = A \sin(\varphi(t))$ o, nel caso più generale di un segnale periodico qualsiasi, l'argomento dell'armonica fondamentale.

Si noti che, a partire dalla definizione di un segnale periodico nel tempo $s(t)$, si può sostituire al tempo una funzione $g(t)$, ottenendo un segnale che in generale non è più periodico in t , ma che lo rimane nel codominio di $g(t)$. Si giustifica in questo modo la scomposizione in serie di Fourier del segnale $s[g(t)]$, le cui armoniche avranno fase istantanea $g(t)$.

Se si considera un segnale sinusoidale del tipo $f(t) = A \sin(2\pi f_0 t + \theta)$, $\varphi(t)$ è una funzione lineare nel tempo: $\varphi(t) = 2\pi f_0 t + \theta$. Si definisce pulsazione istantanea $\omega(t) = \frac{d\varphi}{dt}$ la derivata prima rispetto al tempo della fase istantanea. La frequenza istantanea è definita come $f(t) = \frac{\omega(t)}{2\pi}$.

Il PLL del trasmettitore (figura 2.17) si compone di un rivelatore di frequenza e fase (Phase Frequency Detector - PFD), un oscillatore controllato in tensione (Voltage Controlled Oscillator), una pompa di cariche (Charge-Pump) e un divisore di frequenza per 32 (Divider).

Viene evidentemente omesso nel diagramma a blocchi nel datasheet il filtro

d'anello (Loop Filter), un filtro passa basso fondamentale per il funzionamento del sistema.

Si indica con $r(t)$ l'ingresso del sistema, e con $y(t)$ l'uscita.

Le grandezze si suppongono causali, ovvero sono definite solo per $t \geq 0$ e risultano nulle prima.

Si ritiene che il PLL implementato nel MICRF112 sia digitale, poichè i blocchi più importanti che lo costituiscono (in particolare il rilevatore di fase ed il divisore) sono realizzati mediante circuiti digitali.

Rispetto ad un PLL realizzato con blocchi analogici ci sono diversi vantaggi sia nelle prestazioni che nella facilità di integrazione. Dato che l'uscita del PLL dovrebbe essere un segnale sinusoidale, il blocco che la produce (il VCO) dovrebbe essere un circuito analogico. Si ritiene che il costruttore abbia adottato questo accorgimento per evitare la presenza di armoniche a frequenza multipla della fondamentale in ingresso all'amplificatore di potenza. Queste sarebbero causate dalla forma d'onda prodotta da un VCO digitale e la loro presenza renderebbe più difficoltoso soddisfare i requisiti di compatibilità elettromagnetica. Necessariamente bisogna ipotizzare che non siano indicati quei blocchi che trasformano i segnali analogici in digitali dove richiesto (all'ingresso del divisore di frequenza e tra oscillatore a cristallo e PFD, visto che dalle misure fatte in laboratorio gli oscillatori a cristallo generano un segnale sinusoidale).

Quest'ultimi possono essere dei comparatori o anche dei semplici amplificatori a singolo stadio (come una configurazione a gate comune), che raggiungendo le regioni di saturazione ed interdizione agiscono da squadratori del segnale sinusoidale in ingresso.

Il PLL assolve la funzione di regolatore, rendendo la grandezza d'uscita riportata all'ingresso dal blocco di retroazione uguale alla grandezza di riferimento. Dato che questo blocco divide la frequenza della forma d'onda in ingresso per 32, l'uscita avrà frequenza pari a 32 volte la frequenza d'ingresso. L'ingresso del sistema $r(t)$ è un'onda quadra di frequenza costante, ricavata squadrando il segnale prodotto dall'oscillatore a cristallo.

Si noti che in altre applicazioni del PLL l'ingresso può avere una fase istantanea non lineare, ad esempio quando si usa un PLL come demodulatore FM. Tornando al caso in esame, si ottiene un moltiplicatore di frequenza che permette di generare da un'oscillatore a frequenza f_{LO} una portante di frequenza $f_P = f_{LO} \cdot 32$.

Il PLL si dice agganciato (all'ingresso) quando le frequenze istantanee di ingresso ed uscita sono uguali. In tal caso $r(t)$ e $y(t)$ differiscono al più per una costante ϕ , ovvero lo sfasamento di $r(t)$ rispetto a $y(t)$.

Se invece $y(t)$ non rispetta questa condizione il PLL è detto sganciato. Il transitorio con cui il PLL sganciato raggiunge la condizione di aggancio è

noto come acquisizione.

Si esaminano più in dettaglio di seguito i singoli blocchi del sistema.

Rilevatore di fase e frequenza

Il blocco sommatore di un generico sistema di controllo in retroazione negativa confronta la grandezza d'ingresso con l'uscita del blocco di retroazione $h(t)$ per poter generare il segnale errore $e(t) = h[y(t)] - r(t)$.

Il confronto nel PLL va effettuato tra la fase istantanea di $r(t)$ e la fase istantanea dell'uscita riportata in ingresso dal divisore di frequenza.

Si parla di differenza di fase tra due segnali periodici quando la loro frequenza istantanea è costante ed uguale, ma le fasi istantanee differiscono per una costante ϕ . In altre parole, si confrontano due segnali isofrequenziali. Nel caso più generale, in cui le frequenze istantanee sono diverse e/o variabili nel tempo, la definizione data prima non ha più alcun significato.

Il PFD è un circuito digitale sequenziale a due uscite, UP e DOWN, e a due ingressi, R ed Y. E' implementabile con il circuito in figura 2.18. Si noti come le uscite corrispondano allo stato del circuito.

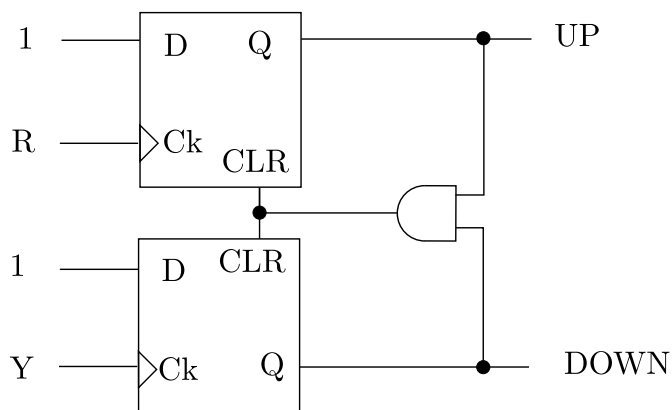


Figura 2.18: Circuito digitale del PFD

Il suo diagramma degli stati è visibile in figura 2.19.

Le lettere per gli ingressi del PFD sono state scelte appositamente per indicare a quali grandezze del sistema corrispondano. Il segnale di ingresso (ingresso R) fornisce il clock al flip-flop D in alto, mentre il segnale ottenuto dal divisore pilota l'altro (all'ingresso Y). Quando si verifica un fronte di salita in un ingresso, il relativo flip-flop memorizza un livello alto, indicando che il segnale a cui è associato è in anticipo di fase oppure che ha frequenza maggiore poichè il fronte si è verificato prima.

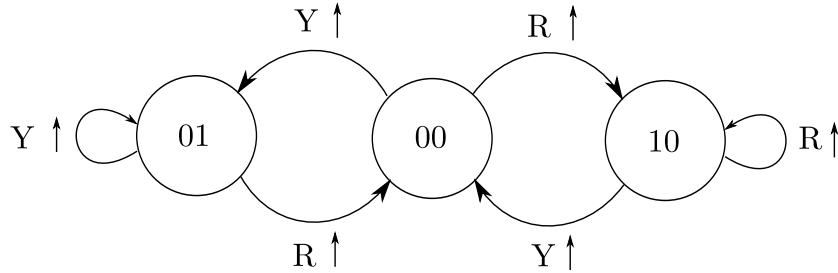


Figura 2.19: Diagramma di stato UP/DOWN del PFD

Il flip-flop ritorna a livello basso solo quando si verifica un fronte positivo nell'altro segnale. Ciò provoca la commutazione a livello alto dell'altro flip-flop che rende alta l'uscita della porta AND. Quest'ultima è collegata all'ingresso di reset asincrono dei due flip-flop, e causa il reset di entrambi.

Si ricava quindi che lo stato UP/DOWN=11 determina una transizione immediata in UP/DOWN=00, non sincronizzata con i fronti degli ingressi. Questo è il motivo per cui UP/DOWN=11 non è presente nel diagramma di figura 2.19.

Il confronto tra le fasi istantanee è ottenuto dall'intervallo di tempo che intercorre tra i fronti di salita dei segnali in ingresso. E' opportuno distinguere tre casi, a seconda dell'andamento della fase istantanea degli ingressi, che determina la forma d'onda presente alle due uscite. Si assume che il rivelatore parta nello stato UP/DOWN=00 al tempo $t = 0$.

Se gli ingressi sono isofrequenziali un'uscita presenta un impulso periodico con il medesimo periodo degli ingressi, mentre l'altra rimane sempre a livello basso. L'uscita in cui ciò si verifica è quella del flip-flop con all'ingresso il segnale in anticipo di fase. In ogni periodo è formata da un impulso che ha inizio quando quest'ultimo ha un fronte di salita, e termina quando si verifica il fronte nel segnale in ritardo. La durata dell'impulso è direttamente proporzionale allo sfasamento tra i due segnali, e va da zero se i fronti sono simultanei, ad un massimo di un periodo. Lo sfasamento ϕ corrisponde, a meno di multipli interi di 2π , all'anticipo o al ritardo temporale dei fronti Δt secondo la nota formula: $\Delta t = T \frac{\phi}{2\pi}$, con $-2\pi \leq \phi \leq 2\pi$.

Un esempio di questo caso è riportato nel diagramma temporale di figura 2.20.

Se invece gli ingressi hanno frequenze costanti f_H e f_L , ma diverse e tali che $f_H > f_L$, si hanno una serie di impulsi che si verificano ad ogni periodo di durata T_L del segnale più lento, e che si presentano all'uscita del flip-flop con all'ingresso il segnale di frequenza maggiore. La durata degli impulsi è variabile a seconda del periodo considerato, e tende ad aumentare dopo

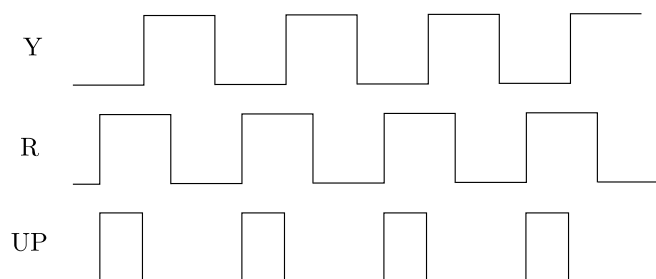


Figura 2.20: Diagramma temporale dell'uscita UP del PFD con $y(t)$ e $r(t)$ isofrequenziali

ogni periodo. Non si verifica mai che un impulso si estenda in due periodi consecutivi, invece raggiunto un valore massimo la durata riprende nel ciclo successivo da un valore più piccolo.

A parità di fase istantanea iniziale, il fronte positivo del segnale di frequenza f_H tende a verificarsi con maggiore anticipo rispetto al fronte successivo del segnale f_L . Questo tempo viene accumulato ad ogni ciclo e va a determinare la durata degli impulsi in ogni singolo periodo, poichè determina lo scarto temporale tra i fronti consecutivi degli ingressi. Dopo un certo numero di periodi T_L , uno o più fronti successivi intervallati di T_H rientrano nel medesimo periodo, dato che $T_L > T_H$, per cui non influiscono nel determinare l'anticipo temporale. L'accumulo dell'anticipo temporale riprende come prima nel periodo successivo (del segnale a frequenza f_L), producendo un impulso la cui durata in generale varia a seconda del caso in esame. La forma d'onda risultante è aperiodica se le due frequenze non sono in rapporto razionale. Se lo sono, il periodo del segnale all'uscita è il minimo comune multiplo dei periodi dei due ingressi.

Per meglio comprendere l'andamento temporale si faccia riferimento all'esempio di figura 2.21, in cui $r(t)$ ha frequenza maggiore di $y(t)$.

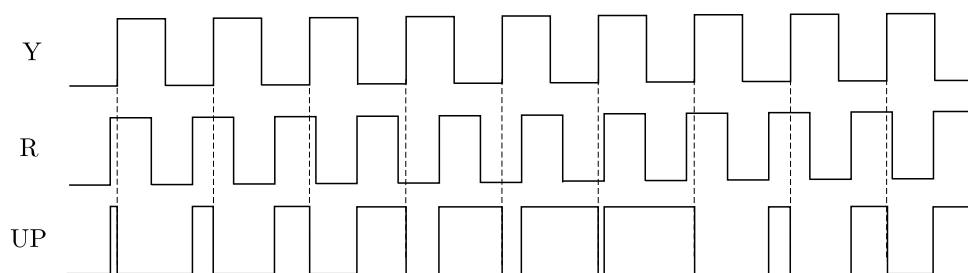


Figura 2.21: Diagramma temporale dell'uscita UP del PFD con $y(t)$ e $r(t)$ di frequenza diversa

Si noti come l'uscita, ad ogni ciclo del segnale di periodo T_L , si possa ritenere proporzionale alla differenza di fase (a modulo 2π) accumulata dal segnale a frequenza f_H fino a quel momento.

Se le frequenze hanno un distacco maggiore, distinguere un terzo caso consente una descrizione più semplice dell'uscita del PFD: sia $f_R \gg f_Y$ oppure $f_R \ll f_Y$ (con i simboli del caso precedente risulta $f_H \gg f_L$).

I continui fronti del segnale di frequenza maggiore mantengono alta una delle due uscite, ed entro un tempo T_H a seguito del fronte del segnale di minore frequenza, l'uscita diventa nuovamente alta. Per quanto si verifica, si può ritenere l'uscita costantemente a livello alto, tranne che in un tempo pari al più al periodo T_H , in cui l'uscita diventa bassa. T_H è per ipotesi molto minore del periodo del segnale più lento, che provoca il ritorno al valore basso, ed è quindi trascurabile. Si può concludere che l'uscita del flip-flop con il segnale di frequenza maggiore rimane (quasi sempre) a livello alto.

Per quanto descritto nelle tre casistiche riportate sopra, si osserva che un livello alto all'uscita UP indica che il riferimento ha frequenza maggiore oppure che è in anticipo di fase rispetto all'uscita. L'uscita DOWN indica esattamente il contrario: se è a livello alto il riferimento è in ritardo oppure ha frequenza minore dell'uscita.

I casi presentati sopra non rappresentano gli andamenti dei segnali nel sistema ad anello chiuso, in quanto durante l'acquisizione $y(t)$ varia in modo arbitrario e non lineare nel tempo. Questi tre casi sono comunque utili per capire il funzionamento del PFD. Per ottenere risultati esatti è quindi meglio affidarsi ad una simulazione al calcolatore del sistema. Tuttavia si vuole proporre lo stesso un modello approssimato che permetta di analizzare il sistema con la teoria dei controlli a tempo continuo di sistemi lineari.

Prima di introdurre e giustificare il modello semplificato vengono analizzati i due blocchi successivi, la pompa di cariche ed il filtro d'anello, poichè conviene modellizzare la serie dei tre.

Pompa di cariche e Filtro d'anello

La pompa di cariche è un generatore di corrente controllato da due ingressi digitali A e B. Si può schematizzare con il circuito figura 2.22. L'interruttore S_1 è controllato da A, S_2 da B. Ci sono quattro possibili combinazioni per gli ingressi, a cui corrisponde la relativa uscita:

- (A,B) = (0,0): L'uscita è in alta impedenza ed è equivalente ad un circuito aperto, $i_{CP}(t) = 0$.

- $(A,B) = (1,0)$: Si chiude solo S_1 e l'uscita eroga una corrente uscente $i_{CP}(t) = I_{UP}$;
- $(A,B) = (0,1)$: Si chiude solo S_2 e l'uscita assorbe una corrente entrante $i_{CP}(t) = -I_{DOWN}$;
- $(A,B) = (1,1)$: Sia S_1 che S_2 sono chiusi, ma se le correnti I_{UP} e I_{DOWN} sono uguali l'uscita non assorbe nè eroga corrente: $i_{CP}(t) = 0$;

Solitamente si sceglie $I_{UP} = I_{DOWN} = I_{CP}$. I generatori di corrente sono da intendersi come generatori reali.

Le uscite UP ed DOWN del PFD sono applicate rispettivamente agli ingressi A e B, e permettono di trasformare gli impulsi di tensione digitali in impulsi di corrente. La serie dei due blocchi diventa un blocco a singola uscita $i_{CP}(t)$. Gli impulsi all'uscita UP determinano un'erogazione di corrente, mentre gli impulsi all'uscita DOWN causano un'assorbimento di corrente.

L'uscita è applicata al filtro d'anello, che filtra la corrente d'uscita e la converte in una tensione di comando $v_C(t)$ per il VCO. Il filtro d'anello, nella realizzazione passiva più semplice, è formato da una capacità, che agisce da integratore della corrente in ingresso ed effettua la suddetta conversione. Se l'uscita UP è alta, la corrente erogata provoca l'aumento della tensione ai capi del condensatore. Viceversa, quando l'uscita DOWN è alta la tensione diminuisce per effetto dell'assorbimento di corrente.

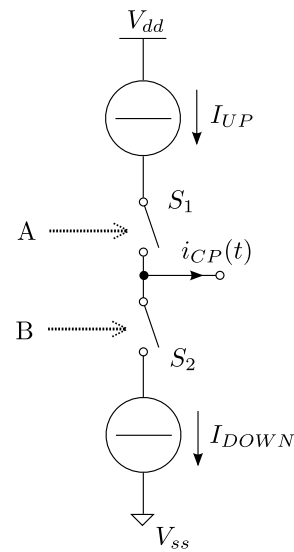


Figura 2.22: Schema elettrico equivalente della pompa di cariche

Modello lineare semplificato della cascata PFD, pompa di cariche e filtro d'anello

Si vuole ricavare un modello approssimato lineare dei tre blocchi precedenti in serie, per poter studiare il PLL come un sistema lineare a tempo continuo. Il modello che si ricaverà è valido solo sotto alcune ipotesi, che saranno evidenziate durante la sua determinazione qui sotto.

L'uscita della pompa di cariche $i_{CP}(t)$ ha una forma d'onda impulsiva, dovuta alle uscite digitali del PFD, come si può intuire dai casi illustrati in figura 2.20 e 2.21.

Si studia il sistema a partire dall'istante $t = 0$, e si assume che in quell'istante

il PFD sia nello stato UP/DOWN=00. Per la fase istantanea dei due segnali si conviene che sia una funzione crescente (la frequenza istantanea deve essere non negativa nel tempo), e che ad ogni fronte di salita di un ingresso la fase istantanea sia pari ad un multiplo intero positivo di 2π .

Il raggiungimento dei multipli di 2π indica il completamento di un ciclo dell'onda quadra ed il verificarsi di un fronte positivo. Il valore iniziale degli ingressi deve essere: $0 \leq r(0) \leq 2\pi$ e $0 \leq y(0) \leq 2\pi$.

Si indica con $\varphi_{RY}(t) = r(t) - y(t)$ la differenza tra le fasi istantanee di ingresso ed uscita, che rappresenta il segnale errore $e(t)$; $\varphi_{RY}(t) = e(t)$ si può interpretare come il numero di cicli in anticipo/ritardo rispetto all'ingresso con frequenza maggiore.

Si limita il modello al caso $|\varphi_{RY}(t)| \leq 2\pi$, e quindi si assume che ci sia al massimo un ciclo di ritardo o anticipo. Se la differenza di fase supera in modulo 2π significa che il segnale con frequenza maggiore è in anticipo di più cicli, per cui l'anticipo temporale va determinato considerando la fase a meno di multipli di 2π . Si renderebbe necessario introdurre delle discontinuità nella relazione tempo/sfasamento, e il modello perderebbe la linearità.

Si intuisce dall'esempio in figura 2.21 che gli impulsi di corrente all'uscita del PFD sono delimitati dai fronti di salita del segnale di frequenza istantanea minore. Con le ipotesi fatte, la durata dell'impulso di corrente prodotto da un fronte all'istante t_n si ricava calcolando: $\Delta t_n = I_{CP} \frac{\varphi_{RY}(t_n)}{2\pi} \cdot T_{H,n}$, dato che la differenza di fase conduce ad un anticipo o ad un ritardo del segnale di periodo minore $T_{H,n}$, e su questo periodo va appunto calcolato il Δt_n .

Il 2π a denominatore permette di passare dallo sfasamento in radianti al tempo di ritardo relativo ad un periodo. Se è il riferimento ad avere frequenza maggiore, la relazione è certamente valida dato che si è assunto nell'introduzione che $r(t)$ abbia frequenza istantanea costante. Se invece è l'ingresso $y(t)$ ad avere frequenza maggiore, che può variare arbitrariamente, si trascura la variazione di frequenza durante l'impulso. In altre parole si approssima la frequenza istantanea di $y(t)$ come costante durante la durata dell'impulso. Il numero n al pedice di $T_{H,n}$ indica che il periodo è relativo all'intervallo tra i fronti (m_n, M_n) degli ingressi. Questi due nuovi istanti vanno definiti poiché a seconda della posizione temporale dei fronti l'impulso inizia da un'istante diverso. Con le definizioni di figura 2.23 si è stabilito: $m_n = \min\{t_n, t'_n\}$ e $M_n = \max\{t_n, t'_n\}$.

La formula è applicabile per le ipotesi fatte prima che permettono di ritenere costante $T_{H,n}$. Se ciò non valesse, non sarebbe possibile stabilire una relazione di proporzionalità diretta tra sfasamento e ritardo temporale.

Per chiarire le definizioni date è consultabile l'esempio di figura 2.23.

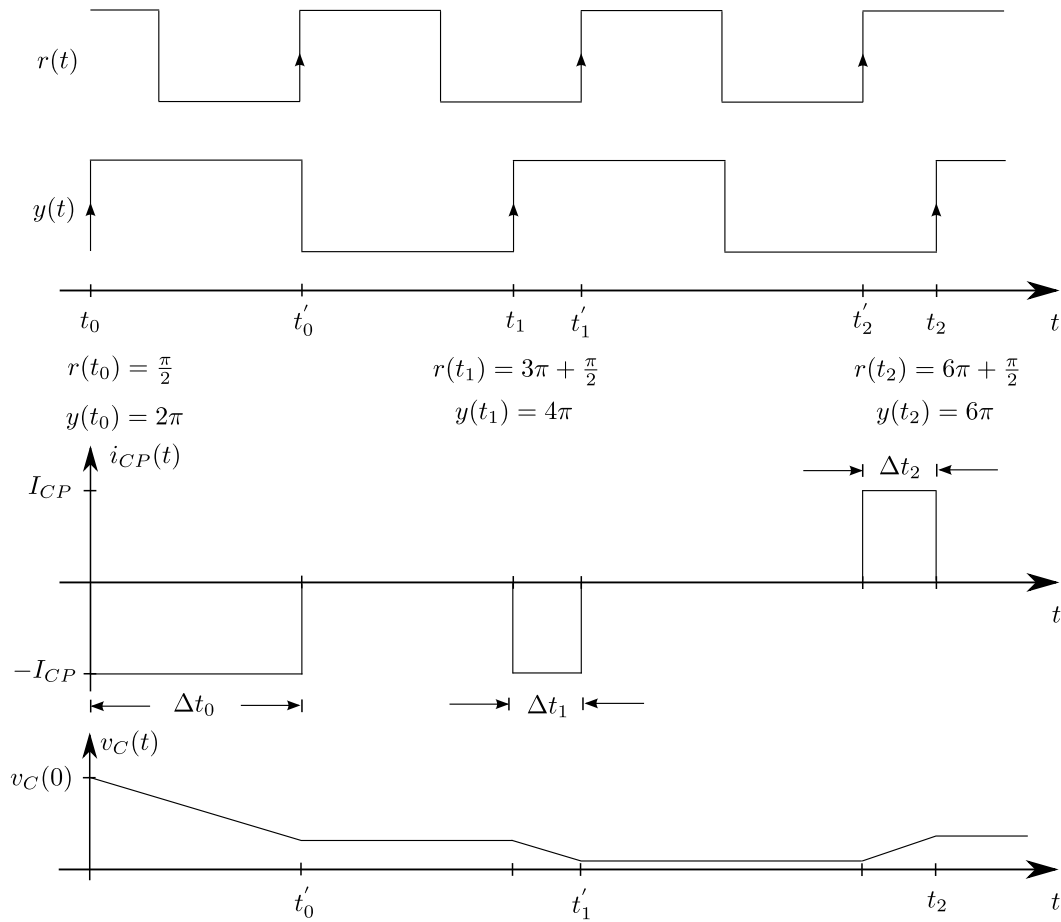


Figura 2.23: Temporizzazioni e definizioni dei simboli del modello lineare approssimato di PFD, pompa di cariche e filtro d'anello

L'area dell'impulso causato dal fronte in m_n è:

$$A_n = \int_{m_n}^{M_n} i_{CP}(t) dt = I_{CP} \frac{\varphi_{RY}(t_n)}{2\pi} \cdot T_{H,n} = I_{CP} \frac{e(t_n)}{2\pi} \cdot T_{H,n}$$

Il filtro d'anello comprende sempre un elemento integratore, per cui all'area A_n è associabile la variazione di tensione $v_C(M_n) - v_C(m_n)$ ($n \in \mathbb{N}, n \geq 0$). Questa si completa alla fine dell'impulso all'istante M_n , e prima di un ulteriore impulso la tensione d'uscita rimane costante, dato che la pompa di cariche è in alta impedenza. Si può scrivere in generale $v_C(M_n) = v_C(m_{n+1}) = v_C(t)$, per $m_n \leq t \leq M_n$. Si può espandere $v_C(M_n)$:

$$\begin{aligned} v_C(M_n) &= v_C(M_n) - v_C(m_n) + v_C(m_n) = v_C(M_n) - v_C(m_n) + v_C(M_{n-1}) = \\ &= v_C(M_n) - v_C(m_n) + v_C(M_{n-1}) - v_C(m_{n-1}) + v_C(m_{n-1}) = \end{aligned}$$

$$= v_C(M_n) - v_C(m_n) + v_C(M_{n-1}) - v_C(m_{n-1}) + v_C(M_{n-2})$$

Se si considerano anche tutti i fronti precedenti in modo analogo fino a raggiungere il primo fronte per $n = 0$, e assumendo un valore iniziale $v_c(0) = V_0$ ed un condensatore di filtro di capacità C risulta che:

$$v_C(M_n) = V_0 + \sum_{k=0}^n [v_C(M_k) - v_C(m_k)] = V_0 + \sum_{k=0}^n \frac{I_{CP}}{2\pi C} e(t_k) T_{H,k} \quad (2.11)$$

Per passare a tempo continuo, si considera ciascuno fronte in M_n come un distinto istante di tempo t ed il periodo $T_{H,n}$ come il differenziale dt , dato che le variazioni di tensione sono intervallate con tale periodo. Si assume che $T_{H,n} \simeq T_R$ in modo da poter fare la sostituzione per un generico $T_{H,n}$.

La relazione 2.11 permette di ricavare a tempo continuo:

$$v_C(t) = V_C(0) + \frac{I_{CP}}{2\pi C} \int_0^t e(t) dt \quad (2.12)$$

La tensione applicata al VCO con questo modello varia con continuità, mentre in realtà le variazioni si verificano solo durante gli impulsi di corrente.

Con tutte le ipotesi fatte si può affermare che il modello risulta valido solo se le frequenze istantanee degli ingressi hanno una differenza piccola. Si può dire che fornisce risultati tanto più accurati quanto il PLL è più vicino all'aggancio.

Il passaggio a tempo continuo è giustificabile dalla presenza del filtro d'anello che in genere si progetta per determinare una banda passante del PLL molto minore della frequenza massima degli ingressi. Si può quindi ritenere che le variazioni impulsive di $v_C(t)$ siano piccole e portino a variazioni sensibili solo dopo molti cicli degli ingressi, per cui si considerano infinitesime. Dalla trasformata di Laplace 2.12 si ricava infine la funzione di trasferimento del modello lineare approssimato dei tre blocchi:

$$\frac{V_C(s)}{E(s)} = \frac{I_{CP}}{2\pi C s}$$

Nel caso le frequenze degli ingressi fossero molto diverse e non si potesse applicare il modello illustrato il PLL tende comunque a uguagliare le due frequenze, dato che si genera un segnale variabile nel tempo come in figura 2.21, il cui valor medio è non nullo e dello stesso segno fino a che le frequenze istantanee si mantengono diverse. Se ad esempio il riferimento ha frequenza minore, l'uscita UP presenta continui impulsi che immettono corrente nel condensatore di filtro. La tensione sul condensatore aumenta e determina una diminuzione della frequenza di oscillazione del VCO. Ad un certo punto si raggiungono le condizioni in cui è valido il modello semplificato.

L'utilizzo del PFD garantisce che l'uscita raggiunga sempre la frequenza istantanea del riferimento, naturalmente nei limiti dei valori generabili dal VCO.

Si propongono infine le pubblicazioni [5] e [6] per approfondimenti su modelli più accurati del PLL digitale a pompa di cariche.

VCO - Oscillatore controllato in tensione

Si tratta di un oscillatore la cui frequenza di oscillazione dipende da un ingresso in tensione. Il VCO, quando la gradezza in ingresso v_C (la tensione di controllo) è nulla, genera un segnale periodico alla frequenza di oscillazione libera f_{FR} . La fase istantanea risulta: $\varphi_{VCO}(t) = 2\pi f_{FR}t + K_{VCO} \int_0^t v_C(t)dt$ (per $t \geq 0$); la frequenza istantanea è allora: $f_{VCO}(t) = f_{FR} + K_{VCO}v_C$. K_{VCO} è il guadagno di frequenza del VCO, ed è misurato in $[\frac{Hz}{V}]$. Si è ipotizzato che la relazione tra frequenza e tensione di controllo sia lineare, ma nei VCO reali l'andamento non è mai perfettamente lineare, se non in un limitato intervallo di tensioni.

L'uscita del VCO è anche l'uscita del PLL $y(t)$, che risulta la somma di una rampa dovuta all'oscillazione a f_{FR} e di una grandezza dipendente dall'ingresso $r(t)$. L'effetto della frequenza di libera oscillazione si può analizzare come quello di un disturbo a rampa sommato all'uscita al PLL.

La funzione di trasferimento del VCO risulta: $VCO(s) = \frac{\phi_{VCO}(s)}{V_C(s)} = \frac{K_{VCO}}{s}$. Riguardo all'implementazione, nell'ipotesi fatta di VCO sinusoidale si ritiene che sia realizzato con una topologia simile a quella presentata per l'oscillatore di Pierce. In base alle equazioni ricavate nella sezione 2.2.1, bisogna utilizzare componenti reattivi integrati. Ad esempio, si può sostituire al cristallo un induttore ottenendo una frequenza di oscillazione f_{OSC} (si considera $r_O = +\infty$):

$$\begin{aligned} X_1 + X_2 + X_3 &= 0 \\ -\frac{1}{2\pi f_{OSC}C_1} + 2\pi f_{OSC}L_2 - \frac{1}{2\pi f_{OSC}C_3} &= 0 \\ 2\pi f_{OSC}L_2 &= \frac{C_1 + C_3}{2\pi f_{OSC}C_1C_3} \end{aligned}$$

Ed infine:

$$f_{OSC} = \sqrt{\frac{1}{L_2 \frac{C_1C_3}{C_1+C_3}}}$$

Gli induttori sono componenti difficile da integrare. Tuttavia, un circuito attivo può comunque simulare in un determinato intervallo di frequenze un induttore, anche se rispetto agli induttori discreti il fattore di qualità è in

genere molto più basso ed il rumore generato maggiore. Il libro [7] è consultabile per approfondimenti molto dettagliati al riguardo.

La frequenza si può variare impiegando per X_1 o X_3 un condensatore variabile. Ciò si può ottenere sfruttando la capacità di polarizzazione inversa di un diodo o anche con un condensatore MOS. Entrambi presentano una capacità dipendente dalla tensione di polarizzazione. La tensione di controllo $v_C(t)$ agisce in questo modo.

Similmente a quanto fatto con l'oscillatore a cristallo, si dovrebbe tener conto anche del transitorio dovuto al cambiamento della capacità variabile. In questo caso il tempo in cui si esaurisce è decisamente ridotto, visto il ridotto fattore di qualità dell'induttore ma soprattutto perchè le variabili di stato dei componenti reattivi assumono un valore tale (agiscono da condizioni iniziali) da garantire un'ampiezza adeguata all'uscita appena cambia il valore della capacità variabile.

Si trascura quindi il transitorio e si suppone che la frequenza istantanea inseguia idealmente la tensione di controllo. Anche per il VCO è probabilmente utilizzato un sistema di controllo automatico del guadagno per mantenere un'ampiezza stabile della forma d'onda generata.

Divisore di frequenza

Il blocco di retroazione è il divisore di frequenza. La fase istantanea ottenuta all'uscita del blocco si può considerare semplicemente divisa per N , ma in realtà si può verificare che così definita non rappresenta più la forma d'onda in uscita al divisore, in termini di livelli logico al variare del tempo. Ciò comunque non influenza minimamente la validità del modello del PLL, poiché interessa solo conteggiare i fronti che si verificano. Si può verificare come ciò venga effettuato correttamente. In conclusione, va tenuto presente che la grandezza all'uscita del divisore così definita non rappresenta la forma d'onda realmente presente. La forma d'onda si può comunque ricavare direttamente da $y(t)$.

Visto che $N = 32$, l'implementazione più plausibile e semplice del blocco è un contatore binario a cinque stadi. Si ritiene il costruttore abbia realizzato un primo stadio divisore con un contatore sincrono adatto ad operare a radiofrequenza. Il successivo stadio che completa la divisione per 32 dovrebbe essere realizzato con la stessa litografia utilizzata per la logica di controllo interna. Rispetto ad un contatore interamente sincrono si ottiene una minore dissipazione di potenza, in quanto le commutazioni ad altissima frequenza avvengono solo nel primo stadio divisore. Il secondo stadio può utilizzare una topologia asincrona, diminuendo le commutazioni compiute da ogni flip-flop.

Considerazioni sul funzionamento ad anello chiuso

Rispetto ad altri rilevatori di fase, il PFD garantisce al PLL che lo utilizzi l'aggancio per ogni frequenza in ingresso, nel limite della frequenza dei segnali generabili dal VCO.

La funzione di trasferimento ad anello aperto è:

$$L(s) = \frac{I_{CP}}{2\pi C_s} \frac{K_{VCO}}{s} \frac{1}{N} = \frac{I_{CP} K_{VCO}}{2\pi N C} \frac{1}{s^2}$$

Presenta due poli nell'origine, uno dovuto al VCO e l'altro dovuto al filtro d'anello. Il sistema è quindi di tipo 2.

Ciò in questo caso non è un problema, ma piuttosto è una specificità, in quanto l'ingresso $r(t)$ è una rampa e si vuole che il PLL abbia un errore a regime nullo per essere agganciato senza errore di fase. Il sistema però risulta instabile, in quanto il suo margine di fase è nullo.

Per migliorare la stabilità si deve intervenire sul filtro d'anello, ad esempio inserendo una resistenza in serie al condensatore. La resistenza ha l'effetto di introdurre uno zero che, opportunamente dimensionati tutti i parametri del sistema, garantisce la stabilità compensando lo sfasamento introdotto da un polo nell'origine. Naturalmente si possono utilizzare, oltre alla semplice rete passiva descritta prima, reti più complesse o un controllore PID in modo da ottenere risultati migliori. A seconda della banda passante, dei tempi di risposta e del margine di fase desiderati si determinano i valori dei componenti del filtro scelto, come per un generico sistema di controllo.

Non vanno trascurati i ritardi dovuti al tempo di propagazione dei circuiti logici, in particolare nel divisore di frequenza che è un circuito con diversi flip-flop collegati in cascata. Si deve assicurare anche per questo un adeguato margine di fase.

2.2.3 Amplificatore di potenza a RF

La portante a radiofrequenza generata dal VCO non può essere applicata direttamente all'uscita. Il costruttore specifica che l'amplificatore serve a separare l'oscillatore dal carico oltre ad amplificare il segnale che viene generato, che non è in grado per pilotare il carico nominale di (50Ω) alla potenza di 10dBm, ovvero 10mW.

Supponendo che il carico sia puramente reale l'ampiezza della corrente e tensione alternate da fornire sono 20 mA e 1 V. Si presume che l'amplificatore sia schematizzabile come in figura 2.24.

La tensione in ingresso $y(t)$ dovrebbe avere un'ampiezza costante, ottenuta mediante un controllo automatico del guadagno. Si tratta di un amplificatore

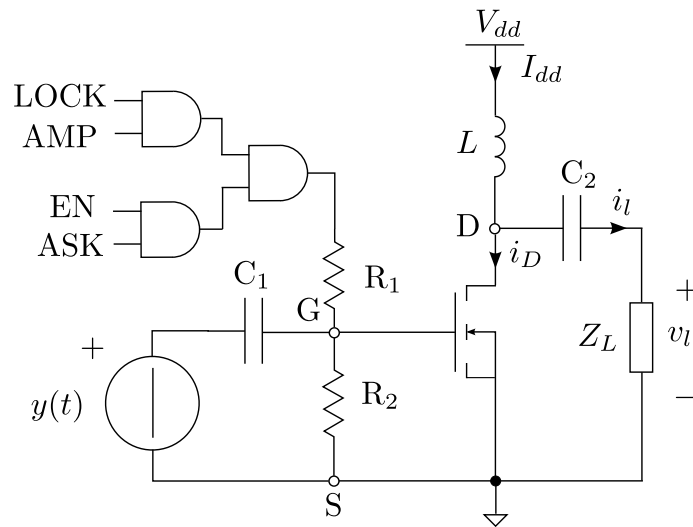


Figura 2.24: Schema dell'amplificatore di potenza

a singolo stadio a source comune. La polarizzazione applicata dal costruttore dovrebbe garantire il guadagno di tensione necessario per erogare la potenza massima sul carico nominale. Ci si aspetta una certa variabilità del guadagno all'aumentare della frequenza della portante da 300 MHz a 450 MHz, dato che ci si aspetta che varino diversi parametri dell'amplificatore.

Leggendo bene nel datasheet si apprende come il guadagno di tensione diminuisca: infatti alla frequenza massima il livello di potenza al carico misurato dal costruttore cala di 1.5 dBm.

La polarizzazione dell'amplificatore avviene all'esterno dell'integrato attraverso il pin PAOUT, con un'induttanza di valore elevato. L'amplificatore presenta inoltre un pin di massa dedicato, VSSPA (vedi figura 2.5). L'uscita è prelevata da PAOUT, per cui onde evitare di portare la tensione continua all'antenna è opportuno inserire una capacità di accoppiamento C_1 tra PAOUT e il carico. L'induttore agisce da bobina d'arresto (RF Choke), ovvero un induttore che alla frequenza della portante presenta un'impedenza elevata rispetto agli altri bipoli nella rete, e si può ritenere un circuito aperto. In questo modo si separa elettricamente la maglia con segnali a radiofrequenza e la rete di alimentazione in continua. Si evita che i segnali a radiofrequenza siano presenti nell'intero circuito, causando maggiori emissioni elettromagnetiche, e all'uscita dell'alimentatore. L'induttanza inoltre filtra la corrente assorbita dall'amplificatore, rendendolo equivalente ad un carico costante.

La polarizzazione dell'amplificatore, in base alle misure effettuate in labora-

torio, viene controllata dagli ingressi digitali EN ed ASK e dalla logica di controllo interna. Se uno degli ingressi è a livello basso, all'amplificatore viene tolta la corrente di polarizzazione.

Oltre ad evitare di amplificare l'uscita del VCO quando questa non è valida (il PLL è in acquisizione o la tensione di alimentazione è insufficiente), si può così minimizzare il consumo di energia quando il livello logico della modulante è basso (si trasmette 0).

Si ritiene che la porta AND con l'uscita collegata a R1 fornisca una tensione a livello alto indipendente da V_{dd} e ricavata da una tensione di riferimento interno, altrimenti la tensione di polarizzazione (e quindi il guadagno) cambierebbe al variare della tensione di alimentazione.

Considerazioni sulla polarizzazione ed il rendimento dell'amplificatore

L'utilizzo della bobina per la polarizzazione è una soluzione decisamente interessante. Il punto di riposo del MOSFET è $Q = (V_{DS}, I_D) = (V_{dd}, I_{dd})$. La massima ampiezza teorica di corrente e tensione variabili nel carico in condizioni ideali raggiungono, rispettivamente, il valore della tensione di alimentazione e della corrente di polarizzazione. L'induttore L per mantenere la propria corrente costante (la corrente di polarizzazione I_{DD}) genera una forza elettromotrice alternata, che dipende dalla corrente nel carico. Ai piccoli segnali infatti L è in parallelo al carico.

La somma al nodo D della corrente i_D assorbita dal drain del MOSFET e di quella erogata al carico i_l è costante, poichè è pari alla corrente I_{dd} in L. La corrente nel carico è determinata unicamente da i_d , e quindi da $y(t)$.

L'ampiezza della corrente e della tensione nel carico sono limitate dalla tensione di alimentazione: la tensione alternata al carico $v_l = i_l R_L$ si somma alla tensione su C_2 , pari a V_{dd} , e determina v_{DS} . Quest'ultima individua la zona di funzionamento del MOSFET in regime dinamico. Se v_{DS} si avvicina a zero si porta il MOSFET in zona lineare e all'uscita il picco negativo viene tagliato a $-V_{dd}$. Vi è inoltre un limite massimo assoluto per v_{DS} durante il picco superiore, fissato a 7.2 V.

La corrente di polarizzazione impone un altro limite: se il MOSFET raggiunge l'interdizione, l'induttore L risulta in serie al carico e indipendentemente dall'ampiezza della corrente nella semionda precedente la corrente di picco nel carico è limitata al valore $+I_{dd}$. Per evitare questa distorsione nel MOSFET la corrente di drain sarà sempre positiva e tale da non produrre nel carico un picco negativo minore di $-V_{dd}$, per cui l'amplificatore risulta in classe A.

Si osserva che anche se $V_{dd} = 1.8$ V l'integrato è in grado di erogare la potenza nominale, in quanto l'ampiezza di v_i richiesta è un Volt.

Il carico tuttavia non è mai puramente reale, poiché è costituito dall'impedenza d'uscita dell'amplificatore in parallelo all'impedenza di ingresso della linea di trasmissione che alimenta l'antenna. Il costruttore non fornisce alcuna indicazione sul valore della prima, limitandosi a proporre una rete di adattamento nel caso il carico sia pari a 50Ω .

Il rendimento massimo teorico corrisponde a quello di un amplificatore in classe A con carico accoppiato in alternata da un trasformatore ideale, ed è $\eta_{MAX} = 50\%$. I circuiti equivalenti a piccolo segnale sono gli stessi. Il funzionamento in classe A garantisce una migliore linearità (fondamentale nella modulazione AM per riprodurre senza distorsione le variazioni di ampiezza della portante) a discapito del rendimento che risulta piuttosto basso. In questo caso la potenza da erogare è limitata a 10 mW, per cui nonostante ciò la potenza è pienamente dissipabile dal componente.

Con i dati forniti dal costruttore si può fare una stima del rendimento, utile a giustificare l'analisi appena svolta e le ipotesi fatte. Con una portante di frequenza di 433.92MHz il costruttore misura una potenza erogata all'ingresso dell'analizzatore di spettro, di impedenza 50Ω , pari a $P_L = 8,508\text{dBm} = 7.08\text{mW}$. La corrente assorbita dall'alimentatore è $I_{DD} = 7.2\text{mA}$. Ne risulta un rendimento $\eta = \frac{P_L}{V_{dd}I_{dd}} \simeq 0.328$, valore concorde con l'analisi svolta.

Il rendimento misurato è minore di 0.5 poiché non si è nelle condizioni ideali in cui è svolto il calcolo teorico; in particolare la corrente erogata al carico non determina la massima ampiezza possibile della tensione di uscita, per evitare distorsione. A parità di potenza dissipata per la polarizzazione in condizioni reali si deve fornire al carico una potenza minore.

2.2.4 Logica di controllo e funzionamento

Gli ingressi digitali del MICRF112 usati nel progetto sono solamente due, EN ed ASK. L'ingresso digitale EN controlla l'abilitazione del trasmettitore. Quando è a livello basso l'integrato è in standby: tutti i blocchi non assorbono corrente e sono disattivati, incluso l'oscillatore a cristallo. L'assorbimento di corrente è minimo in queste condizioni, e non supera $1\mu\text{A}$.

Come accennato nella sezione precedente, sono presenti ulteriori ingressi interni che inibiscono il solo amplificatore di potenza nel caso in cui la tensione di alimentazione scenda sotto 1.8 V, nel caso il PLL non sia agganciato e quando l'ampiezza della forma d'onda prodotta dall'oscillatore non ha raggiunto un'ampiezza minima prestabilita.

Il segnale binario da trasmettere va applicato all'ingresso ASK, che costituisce l'ingresso dati. Quando assume un livello alto viene polarizzato l'amplificato-

re di potenza ed il carico viene pilotato dalla portante amplificata. A livello basso la polarizzazione dell'amplificatore viene a mancare e la tensione sul carico si annulla.

2.3 Ricevitore integrato MICRF220

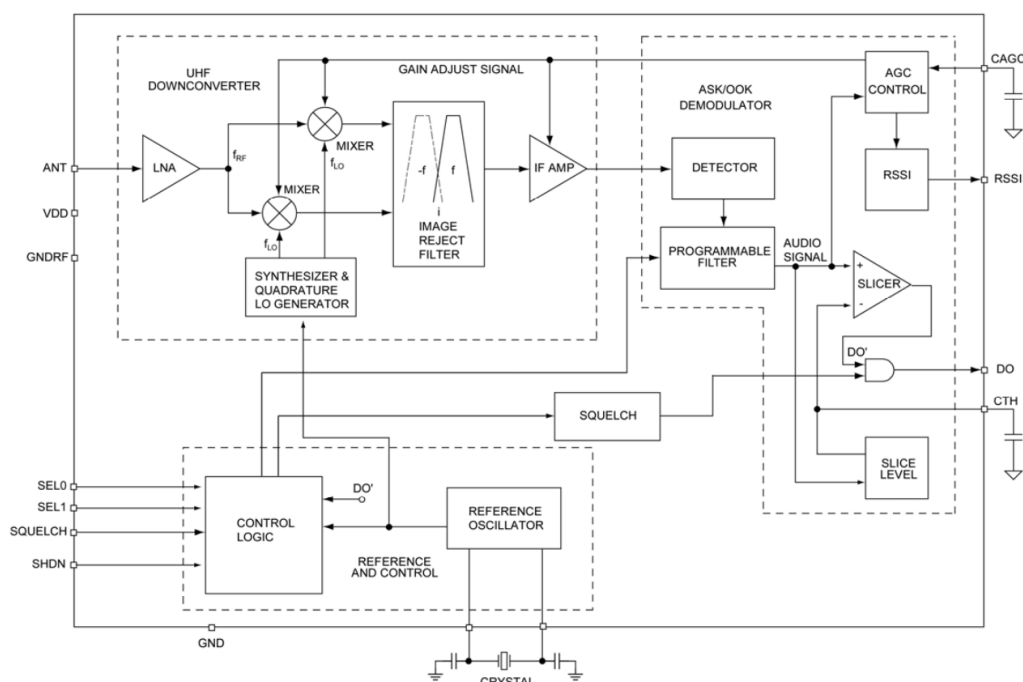


Figura 2.25: Schema a blocchi del MICRF220

Il MICRF220 è un ricevitore RF integrato a supereterodina con soppressione della frequenza immagine che include anche diversi circuiti ausiliari, fornendo molte più funzionalità di un ricevitore in senso stretto. E' progettato in modo da integrare e rendere possibile ricezione e demodulazione senza ulteriori componenti esterni, ad eccezione di qualche componente passivo, che comunque non opera a radiofrequenza.

Più in dettaglio include un circuito di controllo automatico del guadagno, il supporto per lo squelch (soppressione in caso di assenza di portante o eccessivo rumore) dell'uscita, un filtro programmabile per il segnale ricostruito in banda base, un'indicatore analogico (RSSI) della potenza del segnale ricevuto ed un demodulatore OOK.

Si tratta quindi di un sistema di ricezione radio completo per segnali binari trasmessi in modulazione OOK. La banda di ricezione va dai 300 MHz ai 450

MHz, ed è naturalmente abbinata a quella del MICRF112.

La massima velocità di trasmissione del segnale ricevuto è 20 kbps. Lo schema a blocchi disponibile nei datasheet è molto dettagliato ed esplicativo, ed è riportato in figura 2.25. I blocchi di maggior interesse nel ricevitore che si esaminano in seguito sono:

- Amplificatore a basso rumore (Low Noise Amplifier)
- Ricevitore a supereterodina
- Logica di controllo e circuiteria interna

In questo integrato si ritrovano alcuni blocchi già esaminati nell'analisi del trasmettitore, in particolare l'oscillatore a cristallo ed il PLL. Per questi blocchi rimane valido l'analisi svolta prima.

2.3.1 Amplificatore a basso rumore

Il segnale in tensione all'ingresso è prodotto dall'antenna ricevente, che lo genera per la presenza del campo elettromagnetico irradiato dall'antenna del trasmettitore. L'intensità del campo irradiato diminuisce con l'inverso del quadrato della distanza dall'antenna, e inoltre bisogna considerare l'effetto di eventuali ostacoli nel percorso verso il ricevitore. Questi fenomeni comportano che la potenza ottenuta in ricezione sia diversi ordini di grandezza minore di quella trasmessa, per cui il segnale in tensione ricevuto è molto debole.

Il costruttore inserisce nella documentazione diversi grafici per illustrare il legame tra probabilità di errore e potenza ricevuta. Si può considerare come limite inferiore un livello di potenza dell'ingresso pari a -110 dBm. Su un carico di 50Ω ciò corrisponde ad una portante di ampiezza $1\ \mu V$.

Si osservi che prima dell'elaborare del segnale viene inserito un amplificatore che ne aumenta il livello di potenza. Il primo stadio del ricevitore, schematizzabile da un insieme di quadripoli collegati in cascata, contribuisce maggiormente a determinare la potenza del rumore all'uscita, in base all'equazione di Friis per la figura di rumore equivalente di un sistema di quadripoli in cascata. La figura di rumore complessiva si ricava sommando il contributo di ciascuno stadio consecutivo, dapprima diviso per il prodotto dei guadagni degli stadi precedenti.

Gli stadi di elaborazione sono realizzati con amplificatori ed appare ragionevole supporre che avrebbero introdotto un rumore di potenza pari o superiore a quella minima ricevibile.

Queste sono le ragioni che spiegano la presenza dell'amplificatore prima di

tutti gli altri blocchi. Nel datasheet si legge che si tratta di un amplificatore cascode a source comune implementato con transistor nMOS e con accoppiamento in alternata all'ingresso.

Il costruttore ne fornisce l'impedenza d'ingresso al variare della frequenza, allo scopo di permettere il dimensionamento di una rete di adattamento.

L'amplificatore cascode è un amplificatore a due stadi formato all'ingresso da una configurazione a source comune, la cui uscita è applicata all'ingresso di uno stadio a gate comune. Il circuito equivalente ai piccoli segnali è illustrato in figura 2.26 Un generico amplificatore presenta una funzione di

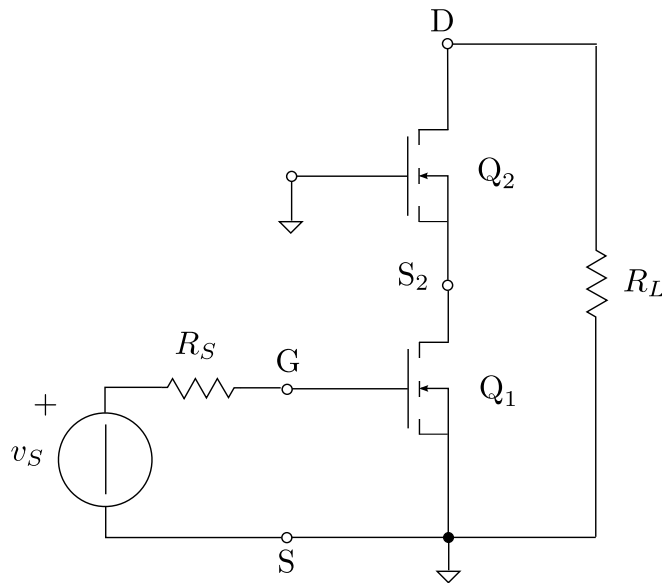


Figura 2.26: Circuito ai piccoli segnali del LNA integrato

trasferimento razionale $\frac{V_L(s)}{V_S(s)}$ passa-banda. Considerando l'andamento in alta frequenza si può individuare una frequenza $f_{\tau,H}$ in cui il guadagno diminuisce di 3dB, ovvero si riduce del fattore $\frac{1}{\sqrt{2}}$ rispetto al centro banda. Il vantaggio di questa topologia rispetto ad una configurazione a source comune è nella maggiore frequenza di taglio superiore $f_{\tau,H}$ della funzione di trasferimento dell'amplificatore. Per stimare in modo approssimato $f_{\tau,H}$ senza trovare la funzione di trasferimento, che comporta lo svolgimento di calcoli laboriosi, si utilizza il metodo delle costanti di tempo a circuito aperto:

$$f_{\tau,H} \simeq \frac{1}{2\pi \sum_i \tau_{i,o}} = \frac{1}{2\pi \sum_i R_{i,o} C_i}$$

La resistenza $R_{i,o}$ è la resistenza vista dai morsetti del condensatore i -esimo quando tutti gli altri condensatori sono sostituiti da un circuito aperto ed i

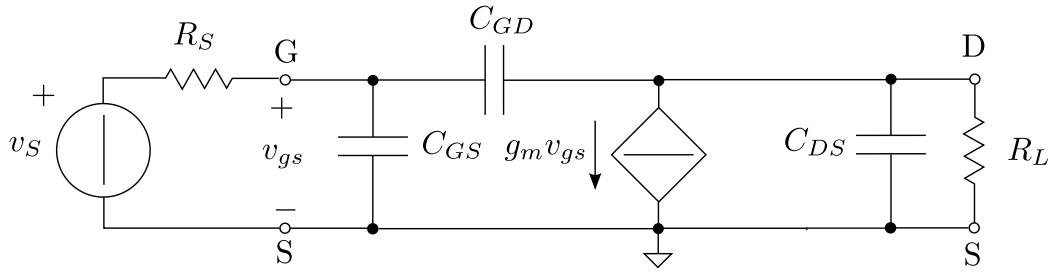


Figura 2.27: Circuito equivalente a piccoli segnali dell'amplificatore a source comune

generatori indipendenti risultano annullati. I circuiti equivalenti per l'analisi ai piccoli segnali dell'amplificatore a source comune e del cascode sono illustrati rispettivamente in figura 2.27 e 2.28. Nell'analisi si trascura il parametro r_o considerandolo infinito, poiché si ipotizza sia di valore molto elevato rispetto alle impedenze degli altri bipoli nella rete.

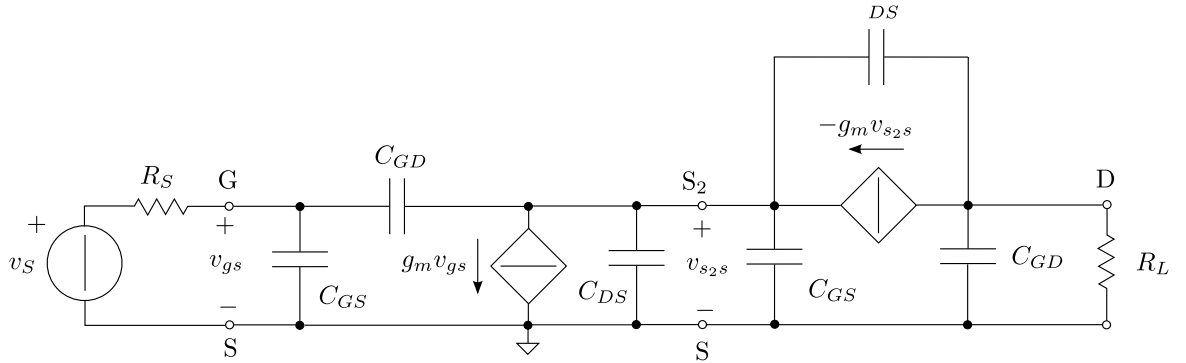


Figura 2.28: Circuito equivalente a piccoli segnali dell'amplificatore cascode

Si procede al calcolo delle costanti di tempo per ciascuno stadio.

Si parte dal source comune determinando le costanti di tempo $R_{i,o}^{cs} C_i$.

Osservando la rete in figura 2.29 si ricava immediatamente $R_{GS,o}^{cs} = R_S$. Questo calcolo può essere riutilizzato per l'amplificatore cascode, dato che si ottiene lo stesso circuito considerando il condensatore parassita C_{GS} di Q_1 . Nella rete in figura 2.30 si nota che: $v_{gs} = i_x R_S$. Al nodo G si può scrivere l'equazione di Kirchhoff:

$$i_x + g_m i_x R_S - \frac{v_x - i_x R_S}{R_L} = 0$$

Riordinando risulta:

$$v_x = i_x R_L + g_m i_x R_S R_L + R_S i_x$$

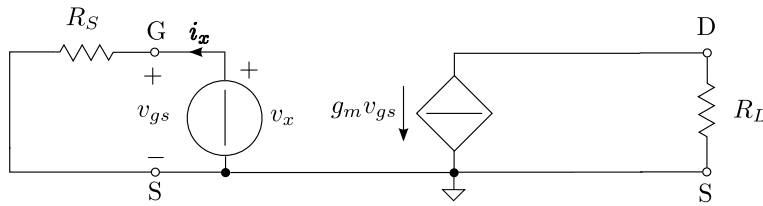


Figura 2.29: Circuito per il calcolo di $R_{GS,o}^{cs}$ nel source comune

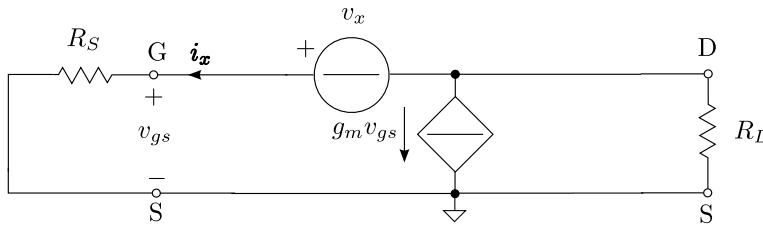


Figura 2.30: Circuito per il calcolo di $R_{GD,o}^{cs}$ nel source comune

La resistenza $R_{o,GD}^{cs}$ è allora pari a: $R_{o,GD}^{cs} = \frac{v_x}{i_x} = R_S + R_L + g_m R_S R_L$.

Infine per il condensatore C_{DS} si ricava la rete 2.31. La resistenza risulta pari a $R_{o,DS}^{cs} = R_L$, dato che $v_{gs} = R_S i_s = 0$ poiché R_S è in un ramo aperto ed il generatore dipendente $g_m v_{gs}$ si annulla.

La sommatoria di tutte le costanti di tempo $\tau_{i,o}^{cs}$ è: $R_L C_{DS} + R_L C_{GS} + C_{GD}(R_S + R_L + g_m R_S R_L)$.

Per il calcolo delle costanti di tempo del cascode $R_{i,o}^c C_i$ si assume che Q_1 e Q_2 abbiano lo stesso parametro g_m in quanto identici e percorsi dalla stessa corrente di drain nel circuito di polarizzazione.

Si è già determinata $R_{GS_1,o}^c = R_S$, la costante di tempo della capacità C_{GS} di Q_1 .

Per il condensatore C_{GD} di Q_1 si ricava la rete di figura 2.32. Vale $v_{gs} = i_x R_S$ e risulta $v_{s_2s} = i_x R_S - v_x$. Al nodo S_2 si scrive l'equazione di Kirchoff delle correnti:

$$i_x + g_m i_x R_S + g_m (i_x R_S - v_x) = 0$$

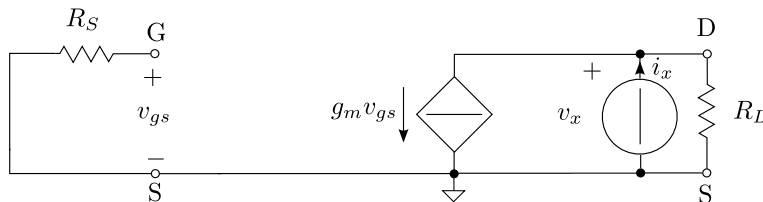


Figura 2.31: Circuito per il calcolo di $R_{o,DS}^{cs}$ nel source comune

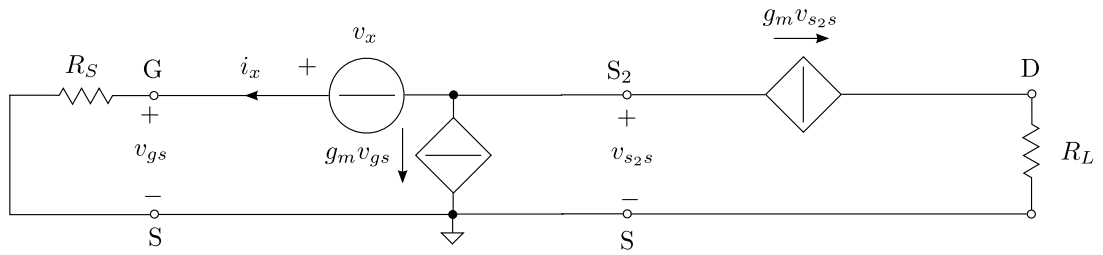


Figura 2.32: Circuito per il calcolo di $R_{GD1,o}^c$ nel cascode

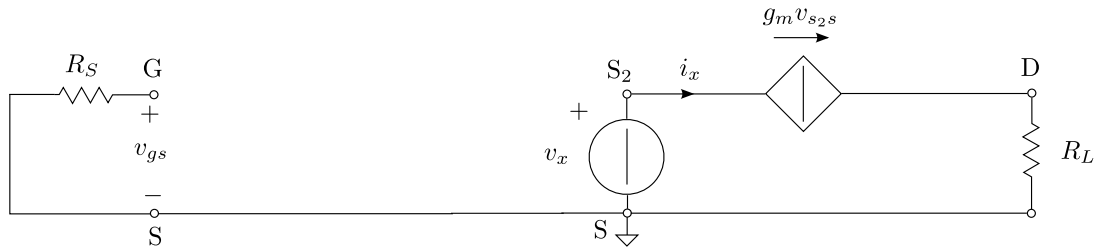


Figura 2.33: Circuito per il calcolo di $R_{DS1,o}^c$ nel cascode

Risulta infine: $R_{GD1,o}^c = 2R_S + \frac{1}{g_m}$.

Per il condensatore $C_{DS,1}$ di Q_1 si ricava la rete di figura 2.33. $v_x = v_{s2s}$ ed il generatore di corrente impone nella maglia a destra una corrente $g_m v_x$ concorde con i_x . Si ottiene immediatamente $R_{DS1,o}^c = \frac{1}{g_m}$. Il calcolo fatto vale anche per la capacità $C_{GS,2}$ di Q_2 , che si trova in parallelo a $C_{DS,1}$ come si vede in figura 2.28. Risultato: $R_{DS1,o}^c = R_{GS2,o}^c = \frac{1}{g_m}$.

Si passa ora ad esaminare il condensatore $C_{DS,2}$ di Q_2 ricavando la rete

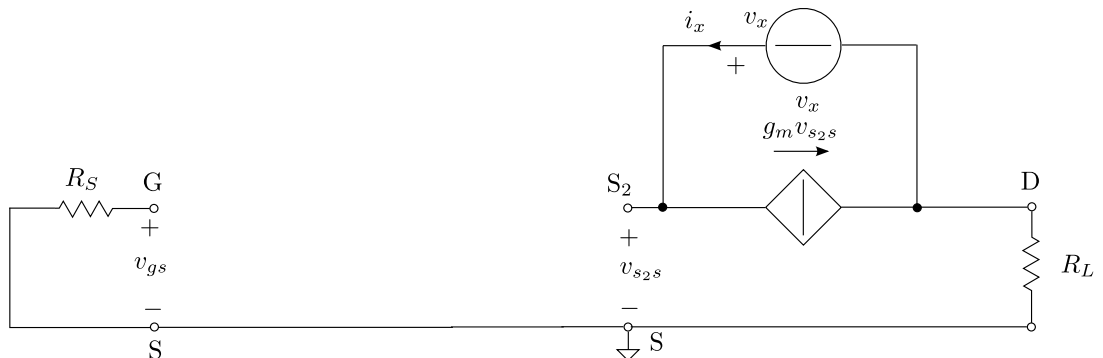


Figura 2.34: Circuito per il calcolo di R_{DS2}^c nel source comune

di figura 2.35. Risulta che R_L è in un ramo aperto per cui $v_{s_2s} = v_x$. Si vede che $i_x = g_m v_x$, da cui si determina $R_{DS_2,o}^c = \frac{1}{g_m}$.

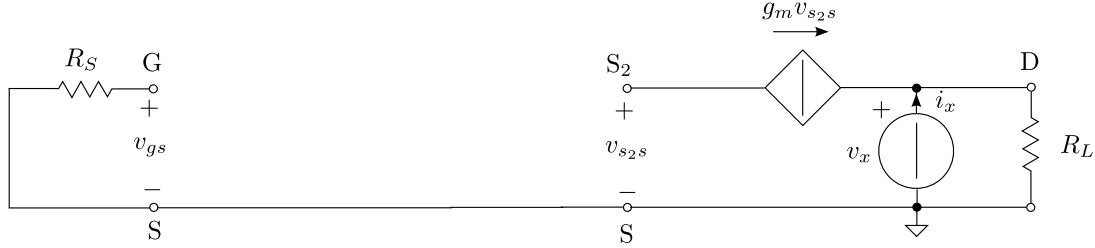


Figura 2.35: Circuito per il calcolo di $R_{GD_2,o}^c$ nel cascode

Per concludere resta da esaminare solo la capacità $C_{GD,2}$ con la rete di figura 2.35. La corrente del generatore dipendente deve essere nulla, per cui $v_{s_2s} = 0$ e quindi la tensione ai capi del generatore di corrente è $v_{DS_2} = v_x$. La resistenza è semplicemente $R_{DG_2,o}^c = R_L$.

Riassumendo quanto ottenuto la sommatoria di tutte le costanti di tempo del cascode $\tau_{c,o}$ è:

$$\tau_{c,o} = R_S C_{GS,1} + \left(\frac{1}{g_m} + 2R_S \right) C_{GD,1} + C_{DS,1} \frac{1}{g_m} + C_{GS,2} \frac{1}{g_m} + C_{GD,2} R_L + \frac{1}{g_m} C_{DS,2}$$

Minore è la costante di tempo, maggiore è $f_{\tau,H}$ e di conseguenza la banda passante dell'amplificatore. Si può ricavare che in entrambi gli amplificatori il guadagno di tensione in centro banda è $A_V = g_m R_L$. Risulta che $\frac{1}{g_m} = \frac{R_L}{A_V}$. Naturalmente si progetta l'amplificatore per avere $A_V \gg 1$.

Per fare un confronto si fanno le seguenti ipotesi: $C_{GS,1} = C_{GS,2} = C_{GS}$, $C_{DS,1} = C_{DS,2} = C_{DS}$ e $C_{DG,1} = C_{DG,2} = C_{DG}$. Ciò è fatto in coerenza con l'ipotesi che i due MOSFET siano identici. La costante di tempo che nella sommatoria $\tau_{cs,o}$ ha valore più elevato è quella relativa al condensatore C_{GD} , e determina la minore banda passante rispetto al cascode. Si vede come nel cascode il contributo per i condensatori tra gate e drain sia notevolmente minore e non dipenda dal guadagno di tensione $g_m R_L$.

$$\tau_{c,o} = \left(R_S + \frac{1}{g_m} \right) C_{GS} + \left(\frac{1}{g_m} + 2R_S + R_L \right) C_{GD} + \frac{2}{g_m} C_{DS}$$

Si riporta nuovamente per comodità il risultato ottenuto per il source comune:

$$\tau_{cs,o} = R_S C_{GS} + (R_S + R_L + g_m R_S R_L) C_{GD} + R_L C_{DS}$$

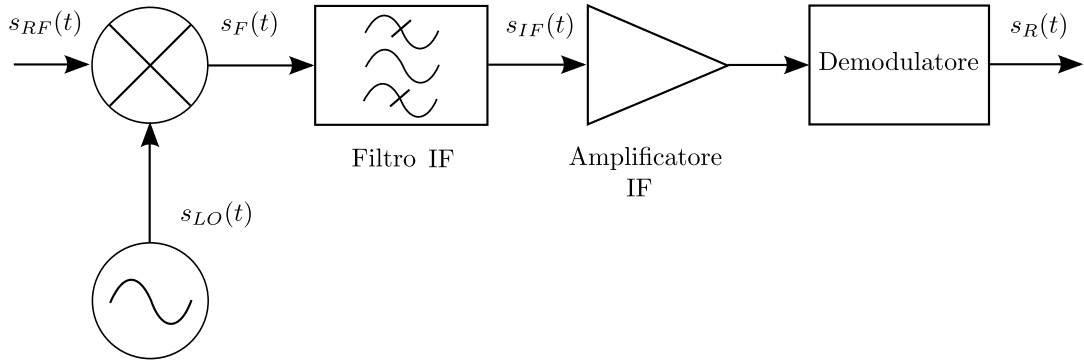


Figura 2.36: Schema a blocchi di un ricevitore a supereterodina

2.3.2 Ricevitore a supereterodina

Lo schema a blocchi di figura 2.36 illustra la struttura di un generico ricevitore a supereterodina. Si noti la presenza di un oscillatore (indicato come oscillatore locale) che genera un segnale sinusoidale $s_{LO}(t) = A \cos(2\pi f_{LO}t)$ di frequenza f_{LO} .

Il segnale in ingresso $s_{RF}(t)$ rappresenta un segnale analogico a banda limitata modulato con tecnica AM/DSB da una portante di frequenza f_{RF} .

Il blocco con il simbolo circolare, il mixer, effettua il prodotto tra il segnale ricevuto $s_{RF}(t)$ e $s_{LO}(t)$.

L'uscita nel dominio della frequenza è costituita dallo spettro di $s_{RF}(t)$ centrato alla differenza e alla somma delle frequenze f_{LO} e f_{RF} . Il prodotto $s_{RF}(t) \cdot s_{LO}(t)$ nel tempo corrisponde ad una convoluzione in frequenza, come visto nella sezione A.2:

$$\frac{1}{2\pi} S_{RF}(j\omega) * S_{LO}(j\omega) = \frac{1}{2} S_{RF}(j\omega) * [\delta(j(\omega + \omega_{LO})) + \delta(j(\omega - \omega_{LO}))]$$

Lo spettro $S_{RF}(j\omega)$ ha simmetria hermitiana, per cui si può pensare come la somma di due componenti identiche (che sono lo spettro del segnale in banda base) ma allocate a frequenze opposte.

La componente non nulla a frequenze negative è centrata in $-f_{RF}$, e traslata secondo la formula scritta sopra si presenta in uscita a $-f_{RF} - f_{LO}$ ed a $-f_{RF} + f_{LO}$. La componente definita per le sole frequenze positive invece è centrata in $+f_{RF}$ e si ritrova centrata a $f_{RF} - f_{LO}$ ed a $f_{RF} + f_{LO}$. L'illustrazione grafica di figura 2.37 chiarisce che si ottiene in uscita l'equivalente del segnale in banda base modulato con due portanti di frequenza $|f_{RF} \pm f_{LO}|$ (ciascuno spettro ha tuttavia ampiezza dimezzata, dato che nella formula vengono compiute due convoluzioni con funzioni sinusoidali).

Nei ricevitori a supereterodina vale sempre che $f_{LO} \neq f_{RF}$, ma la loro dif-

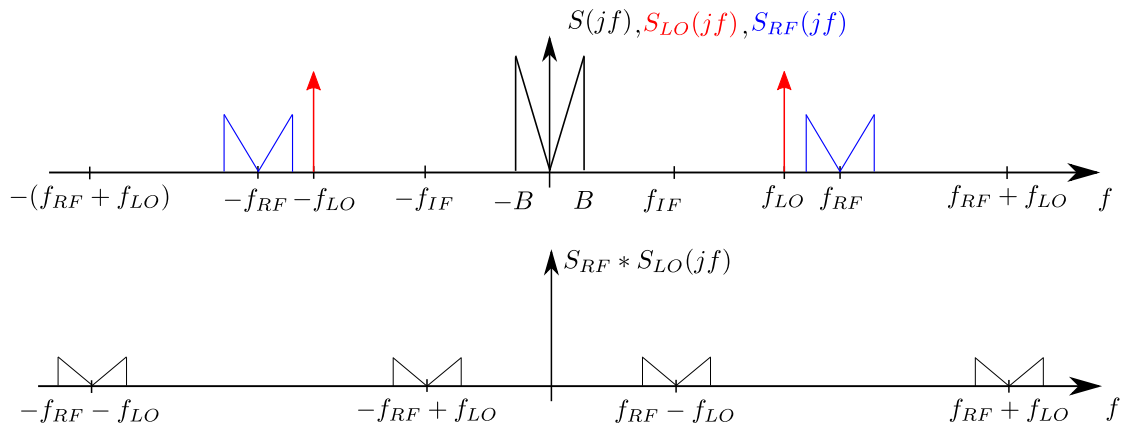


Figura 2.37: Spettro del risultato del prodotto $s_{RF}(t)s_{LO}(t)$ nel caso in cui $f_{RF} > f_{LO}$

ferenza è molto minore di entrambe, per cui sono valori molto vicini. Nel MICRF220 il costruttore ha scelto $f_{LO} < f_{RF}$.

Il blocco dopo il mixer è un filtro passa banda, noto come filtro a frequenza intermedia (IF Filter - Intermediate Frequency Filter). La frequenza centrale del filtro f_{IF} è scelta in modo che $f_{IF} \ll f_{LO}$.

Il filtro elimina le componenti centrate alle frequenze $\pm(f_{LO} + f_{RF})$, per cui all'uscita è presente solamente lo spettro allocato alle frequenze $\pm(f_{RF} - f_{LO})$. Affinché non sia alterato dal filtro IF la banda B del segnale modulante deve essere minore o uguale a quella del filtro B_{IF} , e deve essere verificata la condizione 2.13:

$$f_{RF} - f_{LO} = f_{IF} \tag{2.13}$$

Scegliere $B_{IF} > B$ permette di avere una tolleranza nel verificare l'equazione 2.13, che diventa la disequazione 2.14:

$$f_{IF} - (B_{IF} - B) \leq f_{RF} - f_{LO} \leq f_{IF} + (B_{IF} - B) \tag{2.14}$$

Le relazioni trovate sono chiarite dall'illustrazione 2.38.

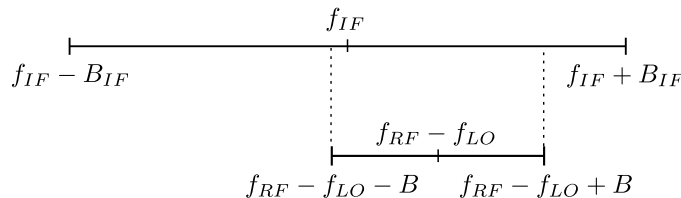


Figura 2.38: Confronto tra la banda occupata dal segnale $s_{IF}(t)$ e la banda del filtro IF

Il risultato complessivo è perciò la traslazione ad una frequenza più bassa del segnale modulato a radiofrequenza, il cui contenuto informativo non viene alterato, posto che sia rispettata la 2.14. A valle del filtro sono inseriti i blocchi che amplificano e demodulano il segnale ricevuto, e più in generale i blocchi che lo elaborano.

Si approfondisce di seguito l'implementazione del mixer integrato nel MICRF220.

Mixer a cella di Gilbert

Il mixer produce un segnale in uscita avente uno spettro non nullo anche per frequenze che non erano presenti in ingresso, per cui si tratta di un sistema non lineare. I circuiti elettronici che lo implementano sfruttano la non linearità delle caratteristiche dei componenti per ottenere il prodotto dei due ingressi. E' possibile quindi realizzare un mixer anche con un semplice diodo oppure con un singolo transistor.

Queste implementazioni hanno l'inconveniente di produrre in uscita altri segnali indesiderati oltre a quelli del mixer ideale. Una caratteristica non lineare si può approssimare intorno ad un punto di riposo con una serie di potenze, ad esempio con una serie di Taylor. L'uscita è approssimata dalla somma, pesata da opportuni coefficienti, di potenze pari o dispari dell'ingresso.

Per quantificare questo contributo e anche per poter definire un procedimento di misura si considera il sistema con applicati all'ingresso due segnali sinusoidali di frequenze f_1 e f_2 distinte ma di valore molto vicino.

Nel caso più generale, compaiono all'uscita tutte le armoniche multiple intere delle frequenze f_1 ed f_2 , così come armoniche di frequenza $kf_1 + jf_2$ (con $k, j \in Z$) note come prodotti di intermodulazione, tra cui si trova il termine dato dalla somma e differenza delle frequenze d'ingresso. Quest'ultimo è il solo che interessa avere.

In un mixer di questo tipo si intuisce che all'uscita si ritroveranno gli ingressi a radiofrequenza f_{RF} ed f_{LO} , mentre a frequenze maggiori di f_{IF} si troveranno degli spettri allocati in $k(|f_{RF} - f_{LO}|) = \pm kf_{IF}$, ($k = 1, 2, 3, \dots$).

L'uscita diventa quindi fonte di rumore elettromagnetico e sono necessari filtri più complessi per eliminare completamente tutte le componenti indesiderate.

Il mixer più diffuso nei circuiti integrati, utilizzato quasi certamente anche nel MICRF220, è un circuito attivo che ricorre ad una tecnica a commutazione ed ha entrambi gli ingressi bilanciati.

Per quest'ultima caratteristica è noto come mixer doppiamente bilanciato. La topologia circuitale che lo realizza è detta cella di Gilbert. Si esamina l'implementazione della cella con MOSFET (esiste anche una realizzazione con transistor bipolari).

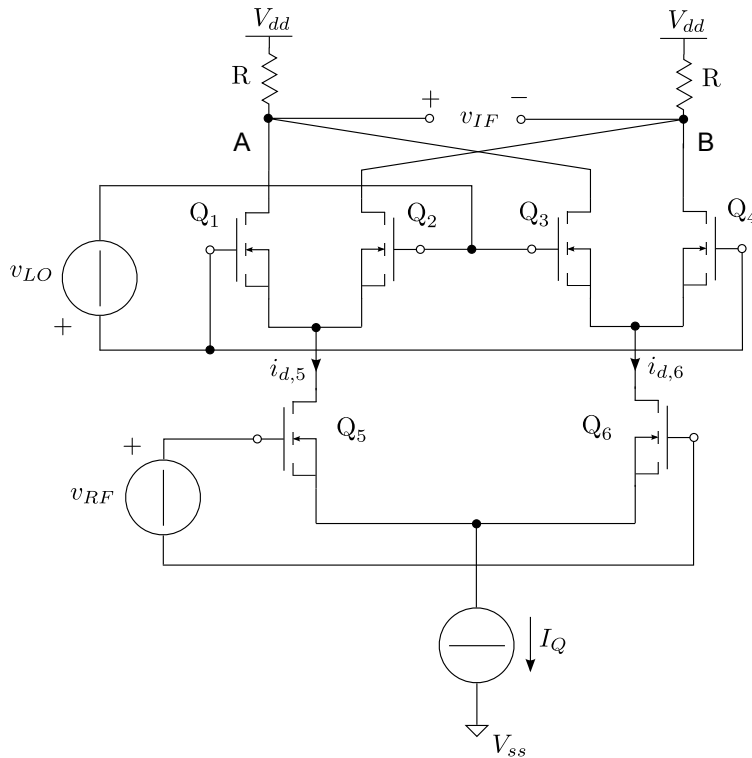


Figura 2.39: Schema elettrico della cella di Gilbert a transistor MOS

La tecnica impiegata consiste nell'invertire il segno dell'ingresso periodicamente secondo la fase dell'oscillatore locale. Il segno varia secondo la funzione: $\text{sgn}[\sin(2\pi f_{LO})]$.

Ciò è equivalente a moltiplicare l'ingresso $s_{RF}(t)$ con un'onda quadra alternata $s_{LO}(t)$ di frequenza f_{LO} e ampiezza unitaria. Espandendo in serie di Fourier l'onda quadra alternata si ottiene la sommatoria:

$$s_{LO}(t) = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{4}{(2k-1)\pi} \sin(2\pi(2k-1)f_{LO})$$

Nel dominio della frequenza svolgendo la convoluzione con ciascuna armonica lo spettro del segnale trasmesso viene allocato alle frequenze $\pm(2k-1)f_{LO} \pm f_{RF}$ ($k \in \mathbb{N}, k \geq 1$).

Nell'ipotesi che sia verificata la 2.13,

sviluppando l'espressione si ricava che lo spettro del segnale modulante è allocato in $\pm(2kf_{LO} + f_{IF})$ e in $\pm(2(k-1)f_{LO} - f_{IF})$.

In particolare per $k = 1$ lo spettro del segnale modulante risulta allocato a $\pm f_{IF}$ e moltiplicato per lo stesso fattore (l'ampiezza della prima armonica dell'onda quadra). Per $k > 1$ si posiziona a distanza di $\pm f_{IF}$ ai multipli pari

di f_{LO} , ma ciascuna componente è moltiplicata da due fattori diversi perché dovuti ad armoniche successive.

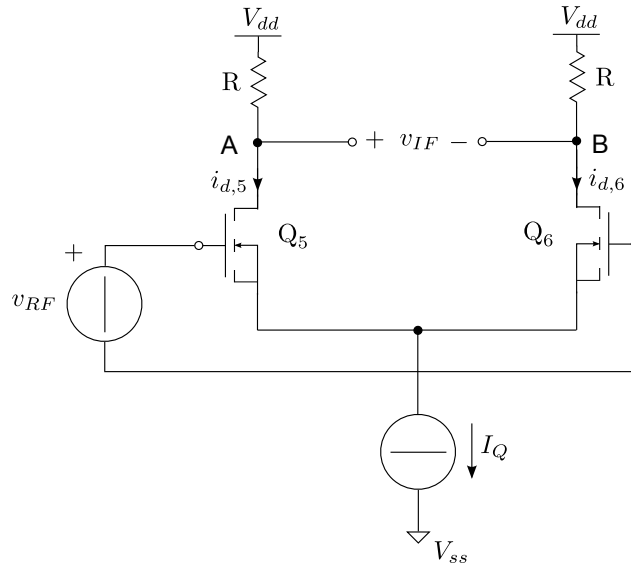


Figura 2.40: Schema equivalente della cella di Gilbert per $v_{LO}(t) > 0$

Collegando in cascata un filtro passa basso che attenui fortemente le frequenze $f > |f_{LO} - f_{IF} - B|$, frequenza minima in cui è presente la componente più vicina a f_{IF} dovuta alla terza armonica ($k = 2$), si ottiene la stessa uscita di un mixer ideale.

In figura 2.39 è visibile lo schema elettrico di una cella di Gilbert. Si è omessa la rete di polarizzazione, per esaminare il circuito con i soli ingressi differenziali. L'ingresso è dato dal generatore $v_{RF}(t)$ mentre l'uscita è la tensione $v_{IF}(t)$. L'oscillatore locale è il segnale $v_{LO}(t)$.

Q_5 e Q_6 formano un amplificatore differenziale, che rende il segnale in tensione a radiofrequenza un segnale in corrente differenziale trasportato da $i_{d,5}(t)$ e $i_{d,6}(t)$. Entrambi i MOSFET operano ai piccoli segnali. Le coppie di transistor Q_1, Q_2 e Q_3, Q_4 sono impiegate come interruttori controllati dall'oscillatore locale, che deve essere un'onda quadra alternata di frequenza f_{LO} . Quando $v_{LO}(t)$ è positiva (figura 2.40) Q_1, Q_4 conducono (sono in zona lineare) mentre Q_2, Q_3 sono in interdizione. La tensione d'uscita $v_{IF}(t)$ ha il positivo sul drain di Q_5 ed il negativo su quello di Q_6 .

Invece se $v_{LO}(t)$ è negativa (figura 2.41) sono Q_2 e Q_3 a condurre mentre Q_1, Q_4 risultano interdetti.

La tensione d'uscita rispetto a prima risulta cambiata di segno poichè sono scambiati i drain dei MOSFET dove si prelevava l'uscita prima. La corrente differenziale nei due drain viene convertita dai due resistori in alto nel se-

gnale in tensione differenziale $v_{IF}(t)$. Se tutti gli ingressi sono bilanciati e differenziali, non sono presenti componenti di modo comune a radiofrequenza in uscita.

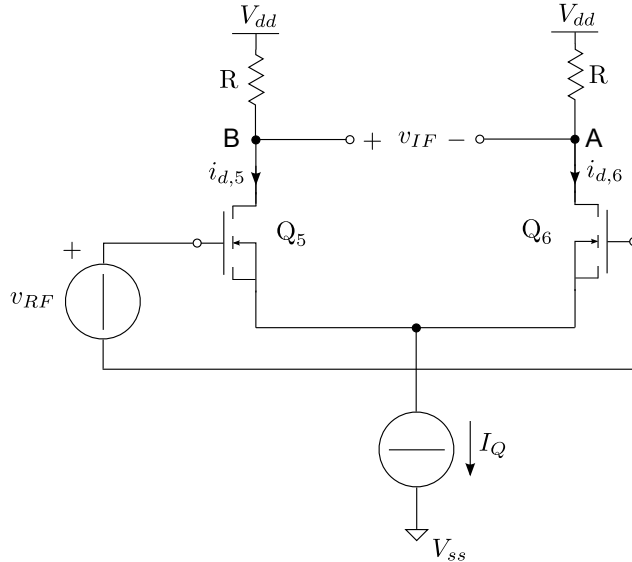


Figura 2.41: Schema equivalente della cella di Gilbert per $v_{LO}(t) < 0$

Frequenza immagine e filtro anti-immagine

Si ipotizzi di essere nella condizione 2.14 e che $f_{LO} < f_{RF}$.

Si consideri ora la banda di frequenza centrata in $f_{IM} = f_{RF} - 2f_{IF} = f_{LO} - f_{IF}$. Se si svolge la convoluzione con il segnale $s_{LO}(t)$, in cui stavolta è $f_{LO} > f_{IM}$, si trova che questa banda viene traslata alle frequenze $\pm f_{LO} \pm f_{IM} = \pm f_{LO} - [\pm(f_{LO} - f_{IF})] = \pm f_{IF}$.

La frequenza f_{IF} è chiamata frequenza immagine perchè è simmetrica a f_{RF} rispetto all'asse delle ordinate traslato in f_{LO} . All'uscita del mixer lo spettro della banda centrata in f_{IF} si somma a quello centrato in f_{RF} , e non c'è alcun modo di distinguerli. Per risolvere questa problematica dei ricevitori a supereterodina il costruttore ha adottato la soluzione più semplice, modificando lo schema di figura 2.36 prima di $s_F(t)$ come nella figura 2.42.

Si utilizzano due mixer pilotati da due oscillatori locali diversi che generano i segnali $s_{LO,1}(t)$ e $s_{LO,2}(t)$ in quadratura di fase (hanno la stessa frequenza f_{LO} ma $s_{LO,1}(t)$ è in anticipo di un quarto di ciclo).

Si esamina per semplicità di calcolo il caso in cui è $s_{LO,1}(t) = A \cos(2\pi f_0 t)$ ed il segnale in quadratura è $s_{LO,2}(t) = A \sin(2\pi f_0 t)$.

Si svolge la convoluzione con la sola armonica a frequenza intermedia per

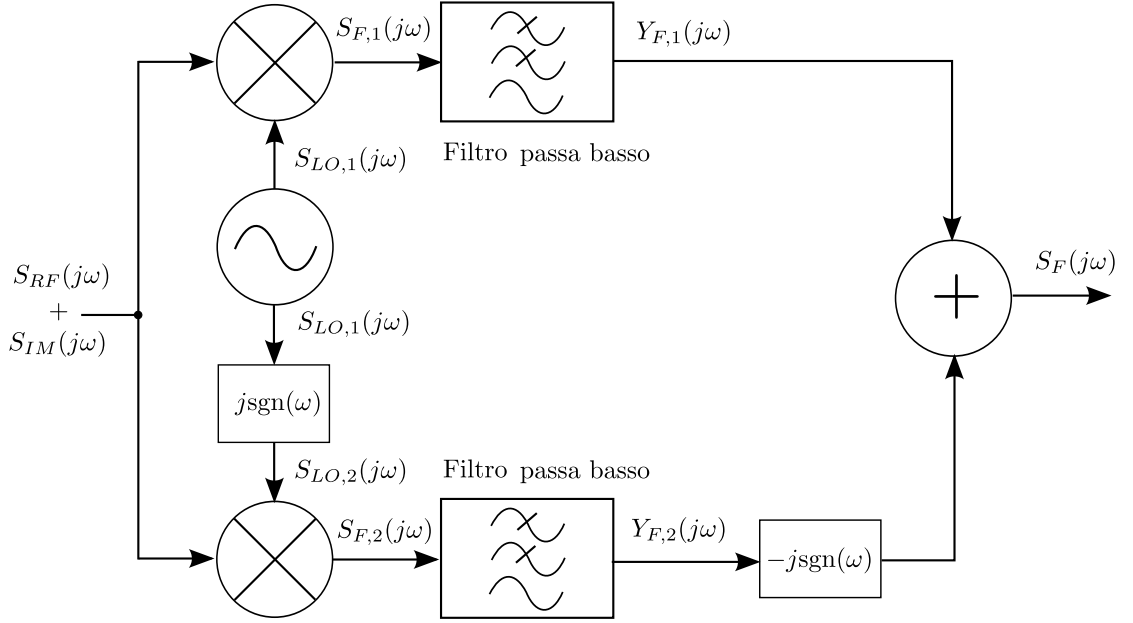


Figura 2.42: Diagramma a blocchi del ricevitore a supereterodina modificato per la reiezione della frequenza immagine

ambidue le bande in ingresso ai mixer. La convoluzione in frequenza dello spettro del segnale modulato $s_{RF}(t)$ con la forma d'onda sinusoidale $s_{LO,2}(t)$ da origine a:

$$\begin{aligned} \frac{1}{2\pi} S_{RF} * S_{LO,2}(j\omega) &= \frac{j}{2} S_{RF}(j\omega) * [\delta(j(\omega + \omega_{LO}) - \delta(j(\omega - \omega_{LO}))) = \\ &= \frac{j}{2} [S(j(\omega - \omega_{LO} - \omega_{IF})) + S(j(\omega + \omega_{LO} + \omega_{IF}))] * [\delta(j(\omega + \omega_{LO}) - \delta(j(\omega - \omega_{LO})))] \end{aligned}$$

$S(j\omega)$ indica lo spettro del segnale in banda base. Trascurando le componenti in alta frequenza, che vengono filtrate, si ottiene in uscita:

$$Y_{RF,2}(j\omega) = \frac{j}{2} [S(j(\omega - \omega_{IF})) - S(j(\omega + \omega_{IF}))]$$

La convoluzione per il segnale $s_2(t)$ allocato alla frequenza immagine è invece:

$$\begin{aligned} \frac{1}{2\pi} S_{IM} * S_{LO,2}(j\omega) &= \frac{j}{2} S_{IM}(j\omega) * [\delta(j(\omega + \omega_{LO}) - \delta(j(\omega - \omega_{LO})))] = \\ &= \frac{j}{2} [S_2(j(\omega + \omega_{LO} - \omega_{IF})) + S_2(j(\omega - \omega_{LO} + \omega_{IF}))] * [\delta(j(\omega + \omega_{LO}) - \delta(j(\omega - \omega_{LO})))] \end{aligned}$$

$S_2(j\omega)$ è lo spettro del segnale in banda base che si otterrebbe demodulando $s_{IM}(t)$. Trascurando le componenti in alta frequenza si ottiene:

$$Y_{IM,2}(j\omega) = \frac{j}{2}[S_2(j(\omega + \omega_{IF})) - S_2(j(\omega - \omega_{IF}))]$$

Per il mixer con l'oscillatore cosinusoidale tutti i coefficienti per la convoluzione sono i medesimi, ma stavolta risultano positivi e reali. Si ottengono le due uscite $Y_{IM,1}(j\omega)$ e $Y_{RF,1}(j\omega)$, dovute rispettivamente alla frequenza immagine e al segnale trasmesso:

$$Y_{IM,1}(j\omega) = \frac{1}{2}[S_2(j(\omega + \omega_{IF})) + S_2(j(\omega - \omega_{IF}))]$$

$$Y_{RF,1} = \frac{1}{2}[S(j(\omega + \omega_{IF})) + S(j(\omega - \omega_{IF}))]$$

All'uscita del mixer in alto (mixer uno) $Y_{F,1} = Y_{RF,1}(j\omega) + Y_{IM,1}(j\omega)$.

Al segnale in uscita del secondo mixer $Y_2(j\omega) = Y_{RF,2}(j\omega) + Y_{IM,2}(j\omega)$ si applica uno sfasamento con un filtro avente funzione di trasferimento $H(j\omega) = -j\text{sgn}(\omega)$.

All'uscita del filtro si ha:

$$Y_2 \cdot H(j\omega) = -\frac{1}{2}[S_2(j(\omega + \omega_{IF})) + S_2(j(\omega - \omega_{IF}))] + \frac{1}{2}[S(j(\omega + \omega_{IF})) + S(j(\omega - \omega_{IF}))]$$

L'uscita del filtro si somma con l'uscita del primo mixer e gli spettri dovuti alla frequenza immagine si elidono. Le componenti dovute alla convoluzione con $S_{RF}(j\omega)$ invece si sommano in quanto concordi e positive. Per un approfondimento sull'implementazione della rete di sfasamento $H(j\omega)$ si cita la pubblicazione [8].

Caratteristiche del ricevitore implementato nel MICRF220

Nel MICRF220, se l'oscillatore a cristallo genera un segnale di clock di frequenza f_{OSC} , il sintetizzatore di frequenza interno determina $f_{IF} = \frac{87}{1000}f_{OSC}$ e $f_{LO} = 32f_{OSC}$. La frequenza della portante che soddisfa la 2.13 viene allora determinata secondo la formula: $f_{RF} = (32 + \frac{87}{1000})f_{OSC}$.

Anche la banda del filtro IF è controllata dall'oscillatore, e risulta

$$B = 330 \frac{f_{RF}}{433.92} \text{ KHz. } f_{RF} \text{ si intende misurata in MHz.}$$

L'amplificatore IF è formato da quattro stadi a guadagno variabile, e completa il processo di amplificazione portando il segnale all'ampiezza necessaria per le elaborazioni successive.

Rivelatore e demodulatore

I blocchi illustrati nei precedenti paragrafi permettono di abbassare la frequenza di modulazione del segnale trasmesso dalla banda ISM alla frequenza intermedia, in cui sono più facilmente implementabili i circuiti per le elaborazioni successive. Si è anche mostrato come l'informazione trasportata dal segnale ottenuto sia teoricamente identica a quella trasmessa in alta frequenza.

Il costruttore non fornisce indicazioni sulla tecnica di demodulazione adottata. Si ritiene che sia effettuata una demodulazione asincrona, implementata mediante raddrizzamento del segnale a frequenza intermedia. Infatti il blocco successivo è proprio un filtro passa basso per ottenere il segnale in banda base. Anche quest'ultimo filtro ha una frequenza di taglio $f_{\tau,L}$ controllata dal segnale di clock ed anche da due ingressi digitali, SEL0 e SEL1, che permettono di dimezzarla fino a quattro volte. In modo simile al filtro IF: $f_{\tau,L} = 13 \frac{f_{RF}}{433.92}$ KHz.

Il segnale filtrato viene squadrato e reso digitale da un comparatore (Data Slicer) la cui soglia è stabilita dalla tensione nel condensatore C_{th} . L'ampiezza della tensione in uscita al filtro determina questa soglia, ed inoltre costituisce l'ingresso del sistema di controllo del guadagno (AGC - Automatic Gain Control). In assenza di segnale, con il solo rumore termico presente, la tensione di soglia è 650 mV. Quando si presenta una portante di potenza superiore a -100 dBm, la tensione di soglia diminuisce il suo valore fino a raggiungere circa 280 mV (nel datasheet è indicato un valore di circa 400 mV, non riscontrato nelle misure compiute).

La diminuzione di tensione segue l'andamento della tensione di uscita dell'AGC sul condensatore C_{AGC} . Una volta che la tensione su C_{AGC} assume il valore dovuto ad potenza di ingresso inferiore a -100 dBm, la tensione di soglia ritorna al valore iniziale.

Per illustrare la forma d'onda su C_{th} (traccia azzurra) che si produce si veda la figura 2.43, ottenuta da una misura in laboratorio con l'oscilloscopio digitale. La traccia al di sotto rappresenta l'impulso che avvia la trasmissione della portante.

2.3.3 Circuiti logici e circuiti di controllo interni

Controllo automatico del guadagno

Il sistema di controllo del guadagno utilizza un comparatore che confronta la tensione in ingresso con un livello prefissato. Il comparatore pilota una pompa di cariche che assorbe o eroga corrente in C_{AGC} a seconda del risultato del confronto. La pompa di cariche non è simmetrica, poiché

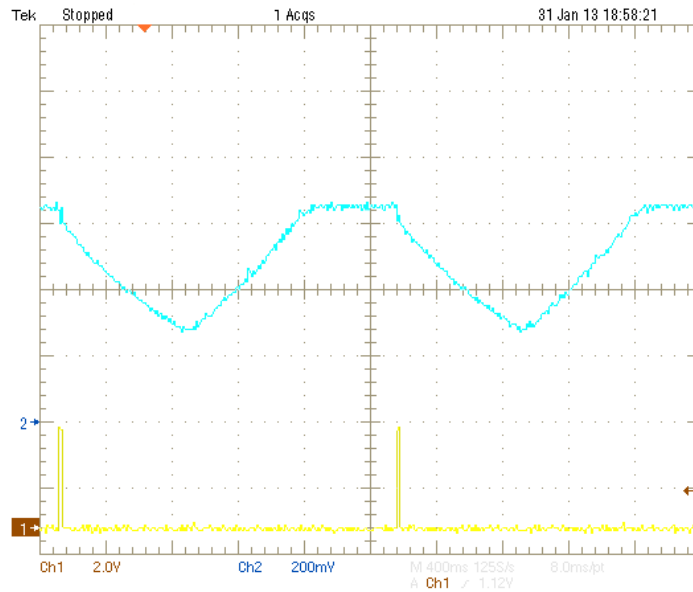


Figura 2.43: Tensione su C_{th} a seguito di una trasmissione periodica

$I_{UP} = 10I_{DOWN} = 15 \mu\text{A}$. Inoltre, quando la portante viene trasmessa dopo un periodo prolungato in assenza di trasmissione la corrente di scarica I_{DOWN} è amplificata di trenta volte, fino a quando il livello del segnale risulta elevato al confronto con la soglia.

Il livello del segnale all'inizio di una trasmissione è sempre molto elevato poiché il controllo aumenta continuamente il guadagno in assenza della portante, che ad un certo punto raggiunge il valore massimo.

Da questa caratteristica dipende una certa criticità nella scelta del giusto valore per C_{AGC} , poiché se la banda del filtro risulta piccola il guadagno viene ridotto fino a raggiungere il valore minimo, senza che l'uscita del filtro possa interrompere prima la diminuzione. Per ritornare al valore corretto ed ottenere un segnale di ampiezza adeguata è necessario che trascorra un tempo molto più lungo di quello richiesto per la scarica, vista la ridotta corrente di carica disponibile. Il sistema in conclusione può presentare un overshoot nella regolazione del guadagno nell'istante in cui è applicata la portante dopo un periodo prolungato. Per illustrare quanto detto, si consideri la figura 2.44, che rappresenta la tensione su C_{AGC} invertita ed amplificata. Prelevarla direttamente su C_{AGC} è sconsigliato dal costruttore, in quanto può alterare il funzionamento del sistema di controllo. Sono stati trasmessi quattro impulsi brevi ed un impulso prolungato, dopo il quale la tensione su C_{AGC} aumenta alzando il guadagno per l'assenza di segnale.

La traccia sotto non rappresenta gli impulsi trasmessi, ma solo l'impulso che

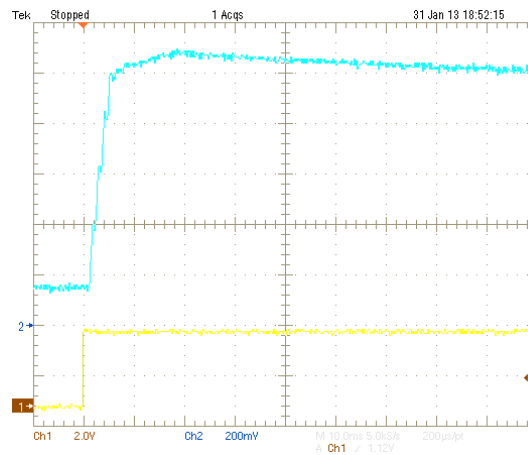


Figura 2.44: Tensione sul pin RSSI a seguito di una trasmissione

ha avviato una trasmissione con il suo fronte positivo. E' evidente il rapporto tra i valori delle correnti della pompa di carica.

Squelch

Un'altra funzionalità utilizzata nel progetto è lo squelch, ovvero la disabilitazione dell'uscita in presenza di solo rumore. E' controllata dall'ingresso SQ al pin 6 dell'integrato. A seconda di f_{RF} e della frequenza di taglio del filtro in banda base, la durata degli impulsi è confrontata con un tempo prefissato; se l'impulso ha una durata superiore si suppone valido, altrimenti si suppone generato dal rumore termico.

Il risultato del confronto viene memorizzato in una coda di otto elementi. Se quattro o meno impulsi nella coda sono di durata minore si attiva lo squelch che mantiene a livello basso l'uscita dati. Lo squelch viene disabilitato quando almeno sette impulsi consecutivi su otto sono validi.

Capitolo 3

Descrizione del progetto

Si discute ora la progettazione del sistema, riportando le principali problematiche affrontate e la loro soluzione circuitale.

Si è voluto fin dall'inizio realizzare un sistema modulare, composto da più unità separate che svolgono una funzione elementare. Si ottiene così la possibilità di valutare il funzionamento di ciascuna unità indipendentemente dalle altre e di modificare o correggere il sistema senza che sia necessario riprogettarlo del tutto o in parte.

Il sistema è prima di tutto suddiviso nei sottosistemi ricevitore e trasmettitore. Il trasmettitore a sua volta viene suddiviso in tre moduli, implementati in tre circuiti stampati distinti.

Uno effettua il condizionamento del segnale ricavato dal sensore, un altro è il trasmettitore vero e proprio che contiene la circuiteria a radiofrequenza ed il rimanente modulo alloggia le batterie che forniscono l'alimentazione agli altri due, oltre ad un connettore per l'ingresso di test ed uno per il sensore a relè.

Il ricevitore è stato realizzato con un solo modulo che rende disponibili le uscite e gli ingressi del MICRF220 con appositi connettori. Nella progettazione si è usata componentistica SMT (Surface Mount Technology), una tecnologia di realizzazione del package dei componenti elettronici in cui il fissaggio al circuito stampato avviene saldando direttamente il componente sulla superficie di rame. I componenti SMT si caratterizzano anche per la miniaturizzazione raggiungibile e per la ridotta dimensione dei terminali.

Consultando i cataloghi dei fornitori si è osservato che molti componenti di recente introduzione sono disponibili esclusivamente in questa tecnologia.

In conclusione fare questa scelta ha permesso di utilizzare componentistica recente e che risente meno dei parametri parassiti, dovuti alla dimensioni ed ai terminali del package. Si esamina nelle sezioni seguenti il progetto di ogni singolo modulo elencato prima.

3.1 Modulo trasmettitore

Si fa riferimento allo schema elettrico riportato a pagina seguente per la spiegazione del modulo trasmettitore.

Il modulo trasmettitore consiste in un circuito stampato di dimensioni 36×49 mm contenente il trasmettitore integrato ed altri componenti ausiliari.

La morsettiera CONN1 fornisce l'alimentazione. Sono stati messi in parallelo ai suoi due terminali i condensatori C1 (elettrolitico), C2 (SMT) e C5 (SMT) come suggerito dal costruttore nel datasheet. I condensatori filtrano la tensione di alimentazione ed essendo cortocircuiti per i segnali a radiofrequenza impediscono che questi siano presenti nelle linee di alimentazione.

Il condensatore di valore minore C5, che ha effetto solo a radiofrequenza, è stato posizionato molto vicino al MICRF112 per ridurre al minimo l'influenza delle piste di alimentazione. I condensatori posizionati prima sono di valore maggiore e meno adatti ad operare a quelle frequenze.

Il jumper JMP1 è formato mediante due pin header (vedi figura 3.1) collegati agli ingressi ASK ed EN, che vengono così resi accessibili all'esterno.

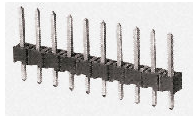


Figura 3.1: Foto di un connettore pin header $\times 10$ a fila unica
©RS Components

R1 e R2 sono resistori di pull down per gli ingressi digitali. Si è scelto un valore doppio rispetto a quello indicato dal costruttore per diminuire l'assorbimento di corrente quando è presente un livello alto. Ciascun resistore assorbe $15\mu A$ invece di $30\mu A$ con un livello alto a 3 V.

Il connettore di alimentazione per l'antenna SMA1 è di tipo SMA per circuiti stampati, ed ha filettatura esterna e conduttore centrale cavo.

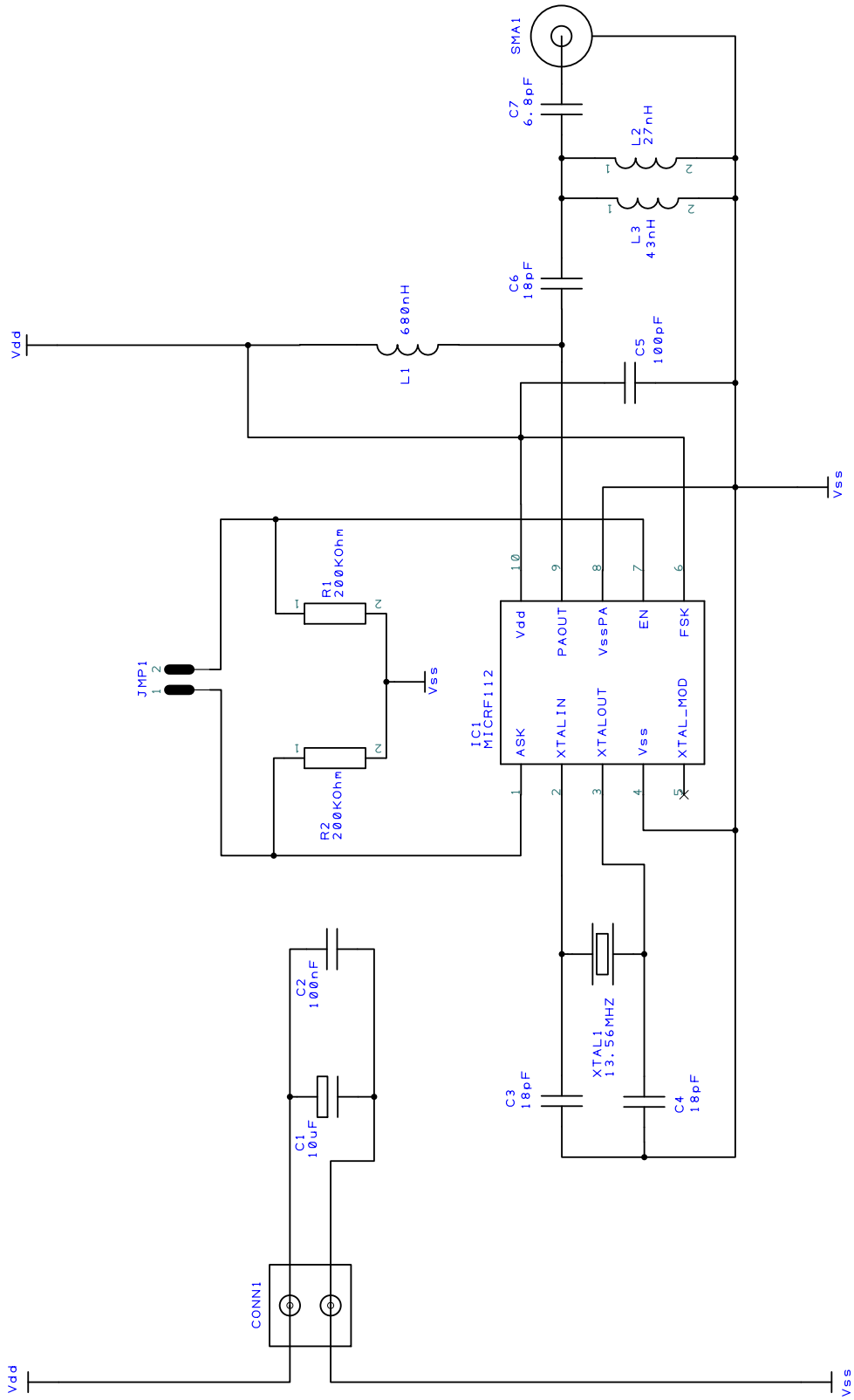
L1 è la bobina d'arresto descritta nella sezione 2.2.3.

Gli induttori reali sono considerabili con ottima approssimazione come ideali solo se le grandezze elettriche presenti hanno una frequenza minore della frequenza di autorisonanza f_{SRF} del componente.

A frequenze maggiori i parametri parassiti cominciano ad influenzare il valore dell'impedenza ed a renderla completamente diversa da quella nominale.

Si è scelto di conseguenza un induttore che avesse $f_{SRF} > 433.92$ MHz.

I condensatori C1 e C2 da 18 pF assieme al cristallo XTAL1 da 13.56 MHz sono i componenti esterni per l'oscillatore a cristallo.



La portante generata dal PLL con questi componenti ha una frequenza $f_{RF} = 32 \cdot 13.56 \text{ MHz} = 433.92 \text{ MHz}$, valore che soddisfa le specifiche del progetto. La frequenza di oscillazione in realtà non è mai esattamente quella nominale, sia perché il costruttore specifica una tolleranza nel valore di frequenza del cristallo che per alcuni parametri dell'oscillatore integrato che sono incogniti. I valori dei condensatori si possono cambiare qualora si dovesse variare la frequenza di oscillazione che si viene a determinare.

C6 è un condensatore di accoppiamento, necessario per evitare il cortocircuito dell'alimentazione attraverso il parallelo di L2 ed L3, che assieme a C7 forma una rete di adattamento.

L'antenna scelta per il trasmettitore è a microstriscia. Si tratta di un'antenna progettata per esterni e per essere installabile a muro. E' alimentata mediante un cavo coassiale lungo tre metri che termina con un connettore SMA, per cui si può ricercare agevolmente la posizione migliore per il montaggio dell'antenna. L'impedenza è stata misurata (vedi 4.1.4) ed è risultata pari a $Z_{ANT,TX} = R_L + jX_L \simeq 20 + j24.5 \Omega$.

Il costruttore scrive che l'antenna ha un guadagno di potenza di 3 dB, ma non è specificato esplicitamente se sia valutato rispetto ad un radiatore isotropo o ad un dipolo. Si è assunto che fosse misurato in dBi.

Si discutono di seguito le problematiche relative all'adattamento di impedenza.

3.1.1 Adattamento di impedenza nel trasmettitore

Il collegamento elettrico dall'uscita dell'amplificatore di potenza PAOUT, al pin 9 del MICRF112, al connettore SMA1 non è approssimabile come un corto circuito ideale, bensì forma una microstriscia, suddividibile in tre tratti di larghezza diversa. La pista è stata allargata con l'allontanarsi dall'integrato in modo da renderla di larghezza pari al diametro del pad di SMA1 (si veda la figura 3.2).

E' stata quindi tracciata considerandola un collegamento ideale, e non una linea di trasmissione. In un momento successivo ci si è resi conto che l'approssimazione non era applicabile. Non si è rifatto il circuito stampato per correggere questo inconveniente, per cui l'adattamento ha tenuto conto di questa cascata di linee di trasmissione.

In un materiale dielettrico, come il substrato di un circuito stampato, la velocità di propagazione di un'onda elettromagnetica viene ridotta secondo la radice quadrata della costante dielettrica relativa ϵ_r del materiale.

La lunghezza d'onda è sempre minore della velocità della luce c , poiché $\epsilon_r > 1$. Il materiale usato come substrato nei circuiti stampati in dotazione è un laminato FR4.

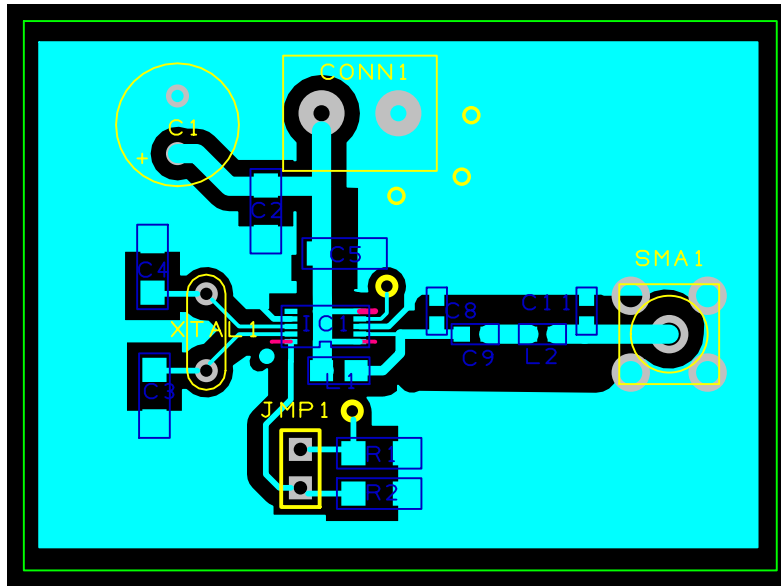


Figura 3.2: PCB del modulo trasmettitore: è visibile il lato rame e l'ingombro dei componenti

Non si è fatta una misura di ϵ_r , ma si è invece preso il valore $\epsilon_{r,FR4} = 4.35$. Si commette certamente un errore nella valutazione del parametro, dato che le proprietà elettriche del materiale variano a seconda della composizione chimica, che dipende evidentemente dal produttore e anche dal lotto di produzione. Assumendo che il campo sia presente solo nel dielettrico (in realtà il mezzo di propagazione è composto dal dielettrico del circuito stampato e dall'aria sopra la traccia, ma questa ipotesi permette di calcolare la minima lunghezza d'onda) la lunghezza d'onda λ_{FR4} risulta $\lambda_{FR4} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{r,FR4}f_{RF}}} \simeq 0.33\text{m}$.

Si considera una traccia come ideale se la sua lunghezza non supera un centesimo della lunghezza d'onda: $\frac{\lambda_{FR4}}{100} \simeq 3.3\text{ mm}$. Per calcolare l'impedenza caratteristica si è utilizzato un calcolatore integrato nel software CAD (Designspark) usato. Le formule che usa il calcolatore sono tratte dal libro [9]. In particolare, la formula utilizzata è:

$$Z_0 = \frac{87}{\sqrt{\epsilon_{r,FR4} + 1.41}} \ln\left(\frac{5.98H}{0.8W + T}\right) \Omega \quad (3.1)$$

Le variabili W , T e H sono rispettivamente larghezza della pista, spessore dello strato di rame e altezza del substrato FR4. L'impedenza caratteristica della microstriscia che si viene a determinare è quindi variabile nei tre tratti perché varia W . La formula permette anche di rendersi conto che non si può realizzare una pista di impedenza caratteristica 50Ω , a meno di tracciarne

una dilarghezza eccessiva che rende difficile effettuare lo sbroglio ed il collegamento ai piedini dei connettori.

Con un substrato di minore spessore H sarebbe invece possibile ottenerla con piste di larghezza ragionevole.

Il primo tratto della pista, il più sottile, prolunga il pin dell'integrato ed è lungo meno di 3 mm, per cui si ritiene trascurabile. Il secondo tratto raggiunge i 4 mm ($\simeq \frac{\lambda_{FR4}}{82}$), e si è deciso per semplicità di trascurare anche questo tratto.

La rete di adattamento allora è stata calcolata per adattare l'antenna all'ultimo tratto di pista, larga $W = 1.27$ mm. Gli altri parametri sono $H = 1.5$ mm e $T = 35 \mu\text{m}$. Il calcolatore determina un'impedenza caratteristica $Z_{C, TX3} \simeq 75 \Omega$.

Visto che $R_L < Z_{C,3}$ si ricorre ad una rete ad L shunt-serie (figura A.8, l'antenna carica la porta 22'). Sostituendo i valori alle formule A.24 e A.25 del capitolo 2:

$$X_2 = -X_L \pm \sqrt{Z_{C, TX3} R_L - R_L^2} \simeq -24.5 \pm 33.5 \Omega; X_2 = -58 \Omega$$

Si sceglie la soluzione $X_2 = -58 \Omega$ perché si ha in dotazione il componente richiesto.

$$X_1 = Z_{C, TX3} \frac{X_2 + X_L}{R_L - Z_{C, TX3}} \simeq 45.5 \Omega$$

Per ottenere X_2 serve un condensatore da $\frac{1}{2\pi|X_2|f_{RF}} \simeq 6.32$ pF, mentre per X_1 occorre un'induttanza da $\frac{45.5}{2\pi X_1 f_{RF}} \simeq 16.7$ nH.

Per ottenere l'induttanza si mettono in parallelo due induttori SMT da 27 nH ed uno da 43 nH (L3 ed L2), mentre per X_1 si utilizza un condensatore SMT (C7) da 6.8 pF, il valore in dotazione più vicino a quello calcolato.

Si può verificare che non si compromette l'adattamento con i componenti utilizzati.

Nel PCB in figura 3.2 questi componenti non sono presenti, in quanto è il disegno che non prevedeva la rete di adattamento descritta.

Pertanto i componenti L2, C8, C9 e C11 non sono stati saldati. La rete di adattamento progettata è stata saldata molto vicino al connettore SMA: L3 ed L2 sono saldate tra la microstriscia ed i pad del connettore, mentre C7 congiunge il pin centrale con la microstriscia, che è stata asportata.

Al posto di C9 è stato posizionato il condensatore di accoppiamento C6. Si è raccordata la microstriscia dove è posizionato L2 in figura 3.2.

Non conoscendo l'impedenza di uscita dell'amplificatore di potenza non si è previsto un adattamento di potenza al generatore. Ciò diminuisce la potenza ottenuta, ma risulta desiderabile, in quanto per i limiti normativi la somma del guadagno dell'antenna e della potenza non deve superare 10 dBm. Con un

adattamento ideale si sarebbe teoricamente già trasmessa una potenza non consentita, in quanto si deve sommare a 10 dBm il guadagno dell'antenna trasmittente.

3.2 Modulo di condizionamento

Il modulo di condizionamento elabora il segnale ricavato dal sensore e genera a partire dall'impulso in ingresso una sequenza di impulsi prestabilita.

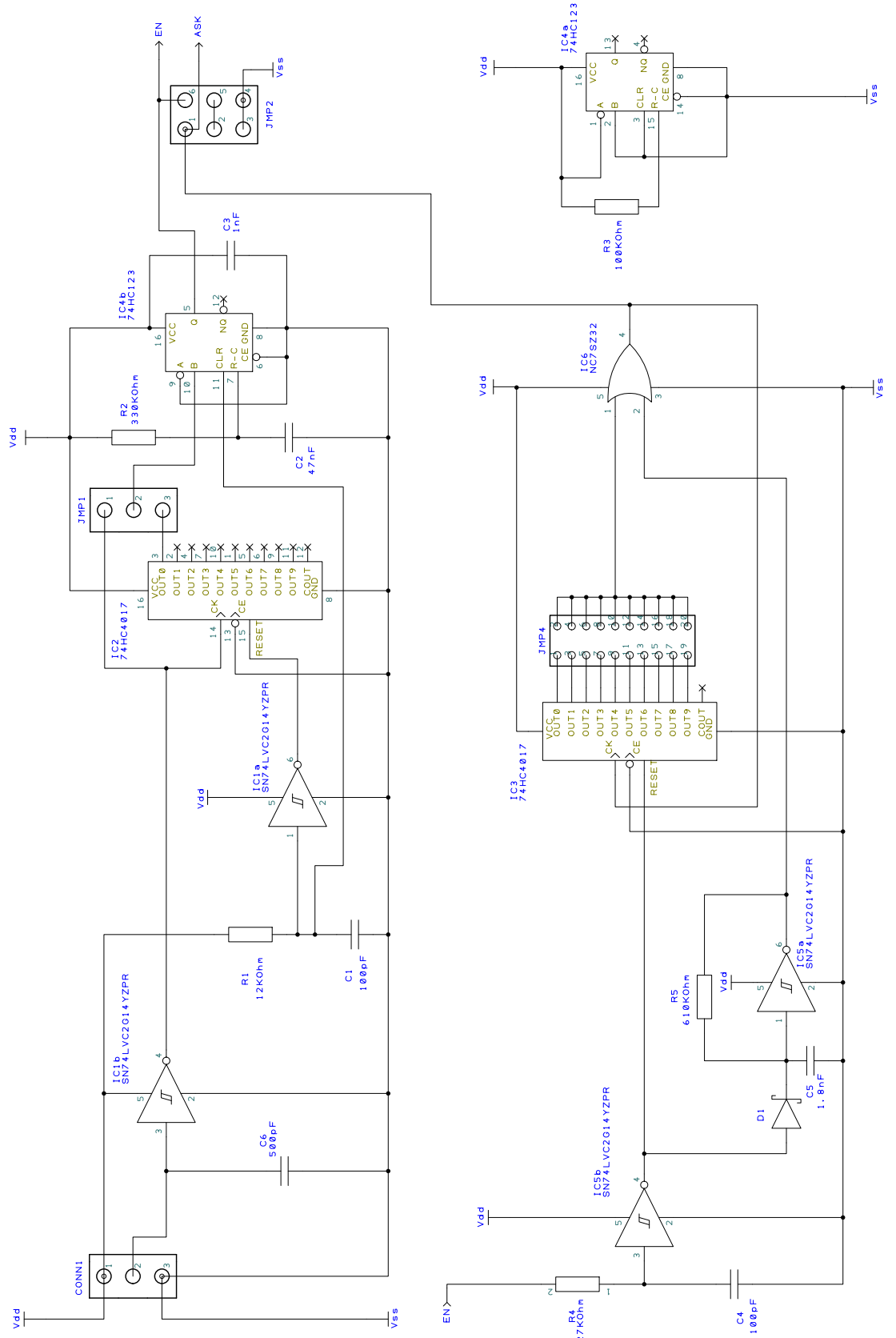
Ciò è necessario poiché non si può trasmettere direttamente il segnale prelevato dal sensore. Ci si aspetta che il movimento di rotazione del contatore sia lento e determini un livello alto per un tempo eccessivo, aumentando i consumi inutilmente e l'occupazione temporale dello spettro.

Il sensore inoltre è equivalente ad un interruttore, e la tensione d'uscita potrebbe richiedere più di una transizione tra i livelli prima di stabilizzarsi a livello alto.

Ma oltre questi motivi bisogna farlo per la scelta progettuale di abilitare lo squelch nel ricevitore, poiché il rumore presente all'uscita genera continui impulsi, rendendo difficile individuare l'impulso inviato. Per abilitare l'uscita dati e poter riceverlo è necessario inviare prima almeno otto impulsi negativi (livello basso) o positivi (livello alto) di durata sufficiente. Tutto questo comporta l'utilizzo di un circuito che sia in grado di generare la sequenza di impulsi richiesta, a partire da un fronte dell'impulso in ingresso. Il circuito che si è progettato è interamente digitale. E' implementato in logica cablata, ovvero collegando circuiti digitali fondamentali (contatori, porte logiche, registri e così via).

Nella scelta della tecnologia di realizzazione degli integrati si deve ricordare la specifica sulla tensione di alimentazione. Il circuito deve funzionare a tensioni compatibili con l'alimentazione a batteria ed anche in condizioni di parziale scarica, preferibilmente fino a 1.8 V, tensione a cui il trasmettitore si disabilita automaticamente. Utilizzare per esempio integrati in tecnologia TTL non sarebbe possibile, in quanto per un corretto funzionamento si dovrebbe avere un'alimentazione pari a 5 V, che non è prevista. La tecnologia che soddisfa la specifica in esame è disponibile in commercio con i componenti integrati della serie 74HC e 74LVC, oltre ad altri prodotti equivalenti ma non conformi a questi standard. Si tratta di circuiti logici CMOS a basso livello di integrazione in grado di funzionare con tensione di alimentazione V_{dd} da 2 V a 5.5 V. In ogni caso da un esame dei consumi energetici del sistema di trasmissioni e dalla documentazione delle batterie fatte in 3.3 la tensione di funzionamento minima che si ottiene è accettabile lo stesso.

Lo schematico del modulo è riportato nella pagina seguente.



La scheda realizzata ha dimensioni 68×64 mm. Di seguito lo si descrive in dettaglio e si motiva la progettazione, trattando ciascun blocco funzionale in un paragrafo specifico.

3.2.1 Ingressi ed uscite del modulo

La tensione di alimentazione è fornita mediante la morsettiera a tre poli CONN1. Al polo centrale è prelevato l'ingresso del sistema. Le uscite del modulo si prelevano dai pin 1,2 del jumper a due file JMP1, e forniscono i segnali digitali per pilotare il MICRF112 come stabilito. Il collegamento al trasmettitore avviene mediante un cavetto con opportuni connettori alle estremità.

3.2.2 Condizionamento del segnale prodotto dal sensore

Il sensore (figura 3.3) è formato da un supporto di plastica a cui è fissato sotto un piccolo prisma rettangolare. Dal supporto fuoriesce un cavo bianco contenente tre fili più sottili, con guaina di colore diverso (i colori dei fili sono giallo, azzurro e rosso).

Il sensore è costituito da un interruttore Reed, posizionato in fondo al prisma rettangolare, con in serie un resistore da $10k \Omega$ collegato internamente. I fili giallo e azzurro hanno le estremità all'interno del sensore cortocircuitate nello stesso punto, dopo il resistore. Il filo rimanente, di colore rosso, viene usato per fornire la tensione di alimentazione al sensore, e risulta collegato all'estremità del relè prima del resistore. Il sensore è un interruttore normalmente aperto che si chiude solo quando è presente un forte campo magnetico.

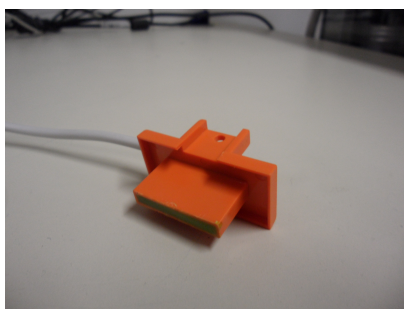


Figura 3.3: Sensore ad interruttore Reed del consumo di gas

Nel contatore di gas, un magnete aziona il sensore ad ogni ciclo compiuto, probabilmente mediante un meccanismo che compie un moto circolare sincronizzato al ciclo. Ad ogni ciclo completato vengono erogati $0.1 m^3$ di metano.

Alla chiusura dell'interruttore, la tensione in uscita assume un livello alto, posto che si assorba una corrente limitata che produca una caduta di tensione accettabile sul resistore interno.

Quando l'interruttore è aperto, il resistore si trova in un ramo aperto e l'uscita risulterebbe fluttuante, per cui la si è collegata ad un resistore di pull down da $100k\Omega$ (quando l'interruttore è chiuso la tensione a vuoto di uscita è $\frac{9}{10}V_{dd}$), in modo che sia sempre riferita a massa. Questo resistore si trova sul modulo di alimentazione e connessione.

In generale, interruttori o dispositivi meccanici utilizzati per generare un segnale elettrico digitale producono, a seguito alla commutazione, una forma d'onda diversa da un'impulso ideale. Si verificano solitamente più impulsi, e la forma d'onda prodotta è caratteristica del dispositivo in esame, in termini di intervallo tra gli impulsi, loro numero ed i tempi di salita o discesa dei fronti. Un circuito digitale è sensibile a questi impulsi, che producono l'effetto di più commutazioni invece che una sola, come si vorrebbe.

Con delle prove fatte all'oscilloscopio digitale si è verificato che il sensore presenta questo il problema: dopo alcuni millisecondi dal fronte positivo, la tensione cala con andamento esponenziale fino a metà V_{dd} , per poi ritornare al valore massimo. In seguito la diminuzione si verifica ancora per alcune volte, ma con una riduzione decrescente della tensione. La tensione alla fine si stabilizza a livello alto. Dopo l'apertura dell'interruttore non si è riscontrato alcun problema, in quanto la tensione rimane a livello basso.

La forma d'onda osservata è dovuta al rimbalzo della lamina dell'interruttore durante la chiusura, che ne determina l'apertura temporanea. Il calo di tensione esponenziale è dovuto alla scarica della capacità parassita del cavo sulla resistenza di pull down. E' stato sufficiente per eliminare il problema, vista la ridotta durata dei periodi di scarica, inserire il condensatore C5 da 500 pF per filtrare totalmente i cali di tensione presenti all'ingresso.

L'inverter a trigger di Schmitt IC1b squadra la forma d'onda in ingresso diminuendone il tempo di salita e di discesa, che viene aumentato a causa della presenza del condensatore. Si effettua però la negazione dell'impulso, per cui il modulo genera la sequenza solo in corrispondenza di un fronte negativo all'ingresso, dato che i circuiti di elaborazione rimangono attivi sui fronti positivi.

R1 e C1 costituiscono una rete di ritardo. Supponendo che il condensatore sia scarico quando si alimenta il modulo, l'uscita di IC1a è a livello alto e compie il reset del contatore decadico IC2. Il condensatore impiega un tempo definito per caricarsi fino alla soglia di commutazione dell'inverter, dopo il quale l'uscita rimane a livello basso e il contatore è abilitato. Questo tempo è scelto per essere una frazione di microsecondo, un tempo sufficiente per effettuare il reset. E' bastato scegliere C1 ed R1 in modo che la costante di

tempo sia all'incirca di tale valore.

Si è certi così di avere sempre il contatore allo stato iniziale quando si alimenta il modulo. Per lo stesso motivo il segnale è applicato prendendolo direttamente dal condensatore all'ingresso di reset CLR di IC4, che è attivo basso. Questa soluzione è proposta nel datasheet dell'integrato, per cui è da ritenersi valida.

Tramite il jumper JMP1 si manda in ingresso ad IC4 l'impulso negato oppure l'uscita OUT0 del contatore decadico, che partendo a livello alto ha un fronte positivo solamente dopo dieci impulsi. Si può così trasmettere un impulso ogni dieci conteggiando il consumo in metri cubi.

3.2.3 Generatore di sequenza

Oscillatore con inverter a trigger di Schmitt

Alla base di ogni temporizzazione effettuata nel modulo c'è un circuito RC abbinato ad un inverter a trigger di Schmitt. Si tratta in sintesi di un comparatore invertente a retroazione positiva, in cui la soglia di commutazione V_T è variabile e fornita internamente.

Si individuano due soglie di commutazione, che si indicano d'ora in poi con V_{T+} e V_{T-} . Se l'uscita è alta (ingresso a livello basso) $V_T = V_{T+}$, mentre quando l'uscita è a livello basso $V_T = V_{T-}$.

La caratteristica tensione d'ingresso/tensione d'uscita che si determina presenta isteresi tra i due valori della soglia, in quanto dipende dal livello logico in uscita da cui si parte.

Nel datasheet dell'inverter utilizzato si specificano i valori massimi e minimi delle soglie; con $V_{dd} = 3V$ le soglie sono: $1.3 V < V_{T+} < 2.2 V$ e $0.6 V < V_{T-} < 1.3 V$. Si è preso il valor medio dei due estremi nel range di valori indicato, e quindi $V_{T+} = 1.75 V$, $V_{T-} = 0.95 V$. In sede sperimentale si possono misurare i valori effettivi e modificare di conseguenza i valori dei componenti trovati. Il loro valore relativo rispetto a V_{dd} risulta invece $V_{T+,r} = \frac{V_{T+}}{V_{dd}} \simeq 0.583$ e $V_{T-,r} = \frac{V_{T-}}{V_{dd}} \simeq 0.317$.

Questa caratteristica si utilizza per realizzare un oscillatore. Il funzionamento è illustrato dalla schermata di figura 3.4.

La traccia azzurra (si consideri solo questa) rappresenta la tensione all'ingresso dell'inverter sul condensatore C5. Si noti come varia tra le due soglie, nell'intervallo di isteresi, con andamento esponenziale. All'avvio dell'oscillazione partendo con un condensatore scarico o carico (il caso che si verifica nel progetto) c'è un transitorio in cui l'uscita rimane allo stesso livello per un tempo T_{tr} maggiore. A regime nella fase di carica l'uscita è alta, e la tensione $v_{C5}(t)$ sul condensatore parte da V_{T-} al tempo t_0 (si veda sempre la figura)

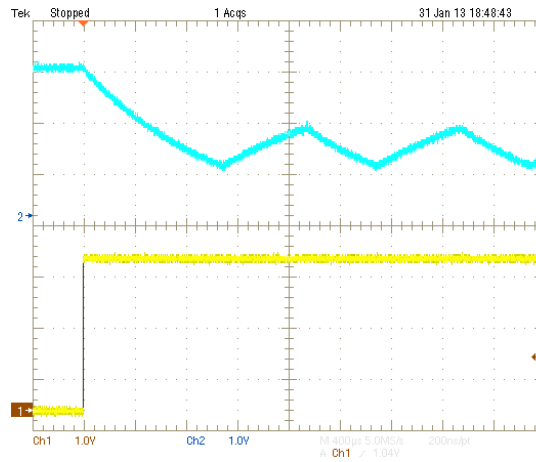


Figura 3.4: Tensione su C5 nell'oscillatore a trigger di Schmitt

e tende a raggiungere V_{dd} .

Quando raggiunge la tensione V_{T+} al tempo t_1 la topologia del circuito si modifica poiché l'uscita di IC5a commuta, ed inizia la fase di scarica.

Si verifica che: $v_{C5}(t) = V_{dd} - (V_{dd} - V_{T-})e^{-\frac{t-t_0}{R_5C_5}}$, in $t_0 < t < t_1$.

L'equazione di scarica è più semplice ed è valida fino a che al tempo t_2 il condensatore raggiunge V_{T-} : $v_{C5}(t) = V_{T+}e^{-\frac{t-t_1}{R_5C_5}}$, valida in $t_1 < t < t_2$. Dalle due equazioni si ricavano le durate di permanenza a livello logico alto T_+ e basso T_- , che sommate costituiscono il periodo della forma d'onda generata:

$$T_+ = R_5C_5 \ln \frac{1 - V_{T-,r}}{1 - V_{T+,r}} \simeq 0.49R_5C_5$$

$$T_- = R_5C_5 \ln \frac{V_{T+,r}}{V_{T-,r}} \simeq 0.61R_5C_5$$

Funzionamento

La durata dell'intera sequenza è stabilita dall'impulso positivo generato dal monostabile IC4 all'uscita nel pin 5. Il secondo monostabile è stato disattivato perché inutilizzato.

L'uscita pilota direttamente l'ingresso EN del trasmettitore, abilitandolo per il tempo necessario. La porta NOT IC5b inverte l'impulso e permette di introdurre un ritardo nell'avvio della sequenza, che ha inizio quando quest'ultimo commuta a livello basso. Il ritardo può essere necessario per attendere il tempo di start-up del trasmettitore.

Quando l'uscita diventa bassa D1 diventa interdetto ed il contatore decadico

IC3, prima in reset, viene abilitato. L'uscita di IC5a entra in oscillazione. Il transitorio iniziale con la temporizzazione scelta è più che sufficiente affinché il trasmettitore sia in grado di trasmettere dopo l'abilitazione. Il segnale prodotto viene sommato dalla porta OR IC6 con una delle uscite del contatore, da OUT2 a OUT9, prelevata cortocircuitando due pin allineati di fila diversa del JMP4.

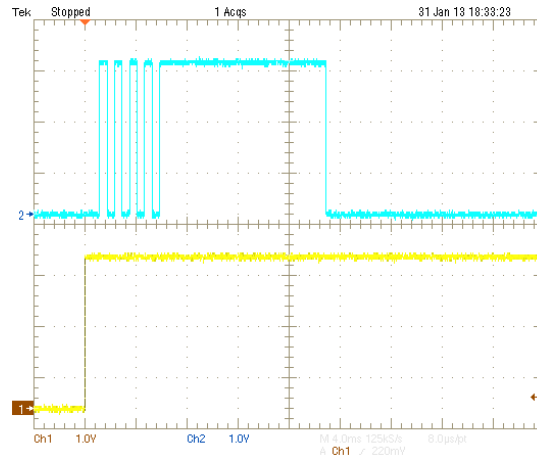


Figura 3.5: Uscita della porta OR IC6 durante una trasmissione; la traccia in giallo è l'ingresso del monostabile IC4

Si seleziona in questo modo il numero di periodi di oscillazione da trasmettere prima, pari ad $n - 1$, con $n \geq 2$. Se si seleziona $0 \leq n \leq$, non viene trasmesso prima alcun periodo dell'oscillatore.

L'uscita della porta OR (figure 3.5 e 3.7) pilota l'ingresso ASK del trasmettitore, ovvero è l'uscita del generatore di sequenza. Una volta che l'uscita OUTn selezionata diventa alta, l'uscita della porta OR è bloccata a livello alto, e avviene una trasmissione continua per un tempo T_F , nonostante l'oscillazione continui in IC5a.

Si determina così un unico impulso finale, la cui durata T_F è pari alla differenza tra la durata dell'impulso del monostabile ed il transitorio iniziale T_{tr} più il tempo impiegato a trasmettere $n - 2$ oscillazioni: $(n - 2)(T_+ + T_-)$. Sperimentalmente si è determinata come durata ottimale per l'impulso prolungato ha un valore di $T_F \simeq 13$ ms. Dato che si devono trasmettere almeno sette impulsi positivi (T_+) e negativi (T_-) per disabilitare lo squelch, si seleziona OUT6, trasmettendo quattro periodi di oscillazione.

Si è inoltre scelta una durata degli impulsi T_+ di $615 \mu s$, in modo da essere pari al reciproco della banda del filtro passa basso in ricezione, pari a 1625 Hz. L'analisi teorica non è stata molto utile per determinare R5 e C5, a causa del

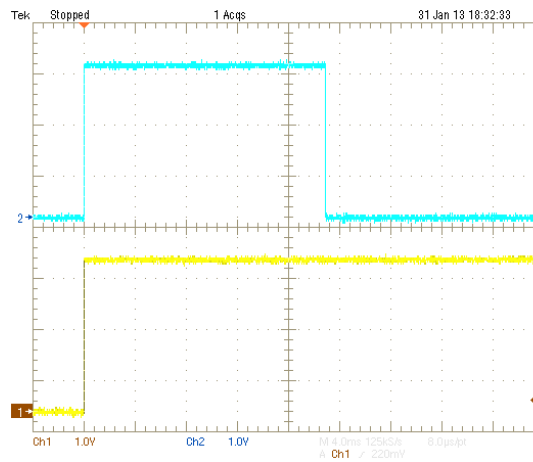


Figura 3.6: Uscita del monostabile al pin 5; la traccia in giallo l'ingresso del monostabile IC4

valore ipotetico delle tensioni di soglia. Inoltre, è risultato $T_- = 570\mu s < T_+$, valore che non ha causato problemi di ricezione. Dopo varie prove e cambi di componenti si è pervenuti ai valori $R_5 = 610K\Omega$ e $C_5 \simeq 1.8\text{ nF}$. L'uscita ottenuta è visibile in figura 3.5. Il monostabile allora deve rimanere attivo per circa $T_{EN} = T_{tr} + 4(T_+ + T_-) + T_F = 1.13 + 4(615 + 570) + 13\text{ ms} \simeq 19\text{ ms}$ Si è allora determinato sperimentalmente $R_2 = 330k\Omega$ e $C_2 = 47nF$ per ottenere il tempo richiesto.

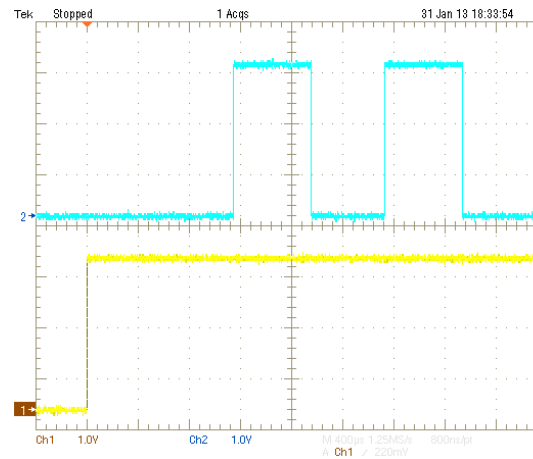


Figura 3.7: Dettaglio del transitorio iniziale in figura 3.5

L'impulso prolungato così ottenuto è facilmente distinguibile al ricevitore dagli impulsi di rumore che si producono in uscita.

Una volta che l'uscita del monostabile ritorna bassa, il trasmettitore viene subito disabilitato e la trasmissione termina, e dopo un ritardo dovuto ad IC5b avviene il reset del contatore IC3 ed il blocco dell'oscillazione in IC5a in quanto D1 conduce e mantiene a livello alto C5. L'uscita della porta OR ritorna a livello basso.

3.3 Consumi energetici nel trasmettitore

Si vuole esaminare il consumo energetico del trasmettitore per valutare se le batterie adottate siano adeguate. Si è voluto adoperare delle comuni batterie stilo AA da 1.5 Volt, di facile reperibilità e costo ridotto. Il periodo di funzionamento degli impianti di riscaldamento nel comune di Padova è fissato dal 15 ottobre al 15 aprile. Si ottengono circa sei mesi di funzionamento continuo, corrispondenti ad un tempo T_{OP} di circa 16 milioni di secondi. Il volume erogato annualmente al dipartimento è una quantità intorno ai $30,000m^3$. Supponendo di inviare un impulso per ogni decimo di m^3 , si trasmetteranno in totale sui 300,000 impulsi. Ad ogni impulso il trasmettitore genera la portante per un tempo pari a:

$$T_{ASK=1,EN=1} = T_F + 4T_+ = 13 + 4 \cdot 0.615 = 15.46 \text{ ms}$$

In questi istanti assorbe la corrente massima $I_{TX,ASK=1,EN=1}$. Nel tempo rimanente il trasmettitore assorbe una corrente minore $I_{TX,ASK=0,EN=1}$, poiché è comunque abilitato. Risulta:

$$T_{ASK=0,EN=1} = T_{EN} - T_{ASK=1,EN=1} = 19.00 - 15.46 \text{ ms} = 3.54 \text{ ms}$$

Le temporizzazioni sono ricavate dalle forme d'onda misurate in figura 3.6 e 3.5. Nei circuiti logici CMOS l'assorbimento maggiore si ha durante le commutazioni, che hanno però una durata trascurabile, in quanto il loro ordine di grandezza è quantificabile intorno alla decina di nanosecondi.

Bisognerebbe tener conto anche delle correnti assorbite dagli ingressi e dalle correnti presenti nei circuiti RC. Tuttavia si tratta di valori trascurabili rispetto all'assorbimento del solo MICRF112. Per semplificare i calcoli si trascurano questi consumi quando è abilitato il MICRF112.

In assenza di trasmissione, condizione che si verifica per la maggior parte del tempo, il consumo energetico è minimo ed è dovuto alle correnti assorbite in condizioni statiche dalla circuiteria logica e del MICRF112. Nei datasheet degli integrati utilizzati i costruttori si limitano ad indicare un valore massimo per queste correnti che garantiscono non essere superato.

Per fare chiarezza sulla vera entità dei consumi si è fatta una misura in laboratorio sui moduli realizzati, i cui risultati sono riportati nella sezione 4.1.3. Utilizzando i dati raccolti si determinano le correnti assorbite in trasmissione $I_{TX,ASK=1,EN=1} = 13.770$ mA ed $I_{TX,ASK=0,EN=1} = 2.778$ mA. La corrente assorbita con $EN = 0$ dal trasmettitore è risultata non misurabile, per cui se ne può trascurare il contributo, mentre il modulo di condizionamento assorbe $I_{ST} = 4.2$ μ A. La carica assorbita dalla batteria nell'intero periodo di funzionamento è approssimativamente:

$$\begin{aligned} & T_{OP} \cdot I_{ST} + 300000(T_{ASK=1,EN=1}I_{TX,ASK=1,EN=1} + \\ & \quad + T_{ASK=0,EN=1}I_{TX,ASK=0,EN=1}) = \\ & = [16 \cdot 10^6 \cdot 4.2 \cdot 10^{-6} + 3 \cdot 10^5(15.46 \cdot 13.770 \cdot 10^{-6} + 3.54 \cdot 2.770 \cdot 10^{-6})]As = \\ & \quad = (67.2 + 66.8) = 134As \end{aligned}$$

Si noti come l'addendo di valore maggiore è dovuto al consumo in assenza di trasmissione. Esprimendo la carica erogata dalla batteria in Ah si ottiene: $Q \simeq 0.038Ah$.

Consultando la documentazione di alcune batterie stilo AA, per esempio il documento [10], si vede come la durata della batteria si possa ritenere con ottima approssimazione inversamente proporzionale alla corrente erogata. Ciò è particolarmente valido per i valori di corrente assorbiti dal trasmettitore. Si può così dedurre che la carica Q erogata in T_{OP} sia equivalente all'assorbimento dalla batteria di 25 mA in una sola ora di funzionamento. Ciò permette di fare un confronto con le prove fatte dal costruttore, che assorbe una corrente costante per un tempo molto minore di T_{OP} . Esaminando il grafico di scarica a corrente costante si vede come la batteria possa sostenere un centinaio di ore prima che la tensione si riduca ad un valore critico. In conclusione non si presenta nessun problema energetico utilizzando le batterie stilo AA.

3.4 Modulo ricevitore

Il modulo ricevitore alloggia il MICRF220 ed i componenti esterni previsti per il suo funzionamento. Il modulo ricevitore è stato realizzato con uno stampato da 106×58 mm.

E' stato anche necessario progettare ed inserire dei circuiti ausiliari per risolvere delle problematiche non strettamente attinenti alla ricezione del segnale. In particolare si è affiancato al modulo una scheda che filtra gli impulsi ricevuti in base alla loro durata, per escludere quelli prodotti dal rumore o quelli

generati per disabilitare lo squelch. Si commenta di seguito lo schematico a pagina seguente, in modo da descrivere il progetto svolto. Ogni paragrafo esamina una specifica problematica ed il circuito che la gestisce.

3.4.1 Circuito di alimentazione

L'alimentazione del modulo è fornita tramite la morsettiera a due poli CONN1, che preleva una tensione continua a 12 V dall'alimentatore presente nel modulo iPinEnergy. Il MICRF220 tuttavia necessita di un'alimentazione a 3.3 V. Si è così utilizzato il regolatore lineare integrato IC2 per ricavare la tensione richiesta. I condensatori C1, C2, C3 e C4 sono tutti condensatori di filtro.

3.4.2 Oscillatore a cristallo

XTAL1, C4 e C5 sono i componenti esterni richiesti per completare l'oscillatore a cristallo integrato. Data la frequenza della portante f_{RF} , nel data-sheet si legge che l'oscillatore deve avere una frequenza di oscillazione f_{OSC} : $f_{OSC} = \frac{f_{RF}}{32 + \frac{87}{1000}}$. Sostituendo i valori di progetto risulta:

$$f_{OSC} = \frac{433.92}{32 + \frac{87}{1000}} \text{ MHz} \approx 13.52 \text{ MHz}$$

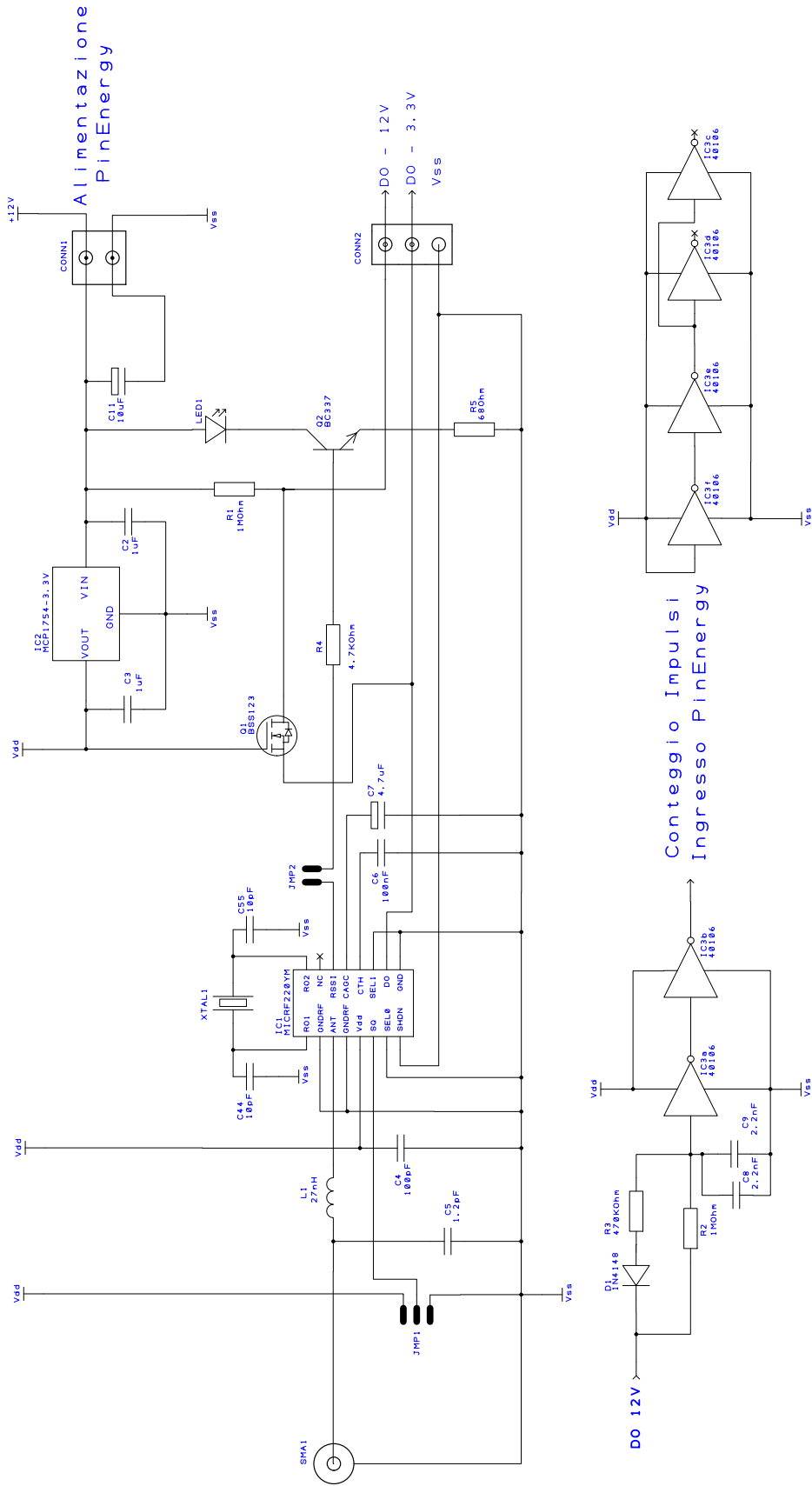
Non riuscendo a reperire il valore calcolato si è scelto quello più vicino disponibile dal fornitore, rendendo $f_{LO} = 13.50 \text{ MHz}$.

3.4.3 Buffer dell'uscita RSSI

Si vuole visualizzare il livello del segnale con un indicatore luminoso, in modo da semplificare il posizionamento del modulo e la lettura della potenza in ingresso al ricevitore. L'uscita RSSI non è in grado di fornire la corrente richiesta per pilotare il led LED1, per cui si è utilizzato il transistor bipolare Q1 come buffer di corrente. I valori dei resistori R4 ed R5 sono calcolati in modo che alla massima tensione di uscita $V_{RSSI}^{MAX} = 2.25V$ la corrente nel LED non superi 13 mA, con la formula:

$$I_{LED} = \beta I_C = \beta I_B = \beta \frac{V_{RSSI}^{MAX} - V_{BE}}{R4 + \beta R5}$$

Si ipotizza che $\beta = \frac{I_C}{I_B} = 100$ e $V_{BE} = 0.7V$.



3.4.4 Ingressi ed uscite digitali

Gli ingressi SEL0 e SEL1 sono stati cortocircuitati a massa, dato che è sufficiente la banda minima (1625 Hz) per la trasmissione degli impulsi del contatore. Si minimizza così la potenza del segnale di rumore. Per l'ingresso SQ, che controlla lo squelch, si è utilizzato invece il jumper JMP2. Si è potuto scegliere se abilitarlo o disabilitarlo.

Per evitare di avere in uscita il rumore digitale presente in assenza di portante si è deciso di abilitarlo.

L'ingresso SHDN, che se attivo disabilita il ricevitore, è impostato permanentemente a livello basso. L'uscita dati DO viene portata alla morsettiera CONN2, per poter essere prelevata dal modulo iPinEnergy. Qualora il livello alto richiesto per pilotare quest'ultimo fosse 12 V, si è aggiunto un convertitore di livello.

Convertitore di livello logico

Gli ingressi digitali del modulo iPinEnergy potrebbero operare alla tensione di 12 V, per cui si è predisposto un convertitore con il MOSFET Q2 ed il resistore R1. Il gate di Q1 è collegato a 3.3 V.

Quando DO è a livello alto risulta $V_{GS} = 0$ V, per cui Q2 è interdetto e tramite il resistore di pull up R1 si ha in uscita al polo centrale di CONN2 una tensione di 12 Volt. Se invece DO è a livello basso $V_{GS} = 3.3$ V: il mosfet conduce, portando idealmente a massa il drain. Si ottiene quindi un livello basso in uscita.

Questa uscita è stato poi impiegata per venire utilizzata dal filtro dati, per cui l'uscita a 12 V in realtà si preleva direttamente da questo modulo.

3.4.5 Scelta di C_{th} e C_{AGC}

Per scegliere i condensatori C_{th} (C6) e C_{AGC} (C7) si è utilizzata la tabella fornita dal costruttore nel datasheet. I valori consigliati dal costruttore si sono rivelati perfettamente adeguati.

3.4.6 Adattamento di impedenza nel ricevitore

Nel modulo ricevitore si è dovuto tracciare una pista di lunghezza non trascurabile (circa 34 mm) per collegare il connettore SMA1 all'amplificatore integrato (ingresso ANT, pin 3). Attorno al connettore SMA1 è stato lasciato libero dello spazio sul lato componenti, in modo da costituire un piano di massa per l'antenna a quarto d'onda che si utilizza. Il modello ed il procedimento di calcolo adottati per questo modulo sono i medesimi discussi in

3.1.1. Dato che la pista ha $W = 1.27$ mm la sua impedenza caratteristica risulta: $Z_{C,RX} \simeq 117 \Omega$.

Al fine di evitare distorsione del segnale ricevuto si adatta l'ingresso dell'amplificatore alla linea. Non si è adattata l'antenna alla linea di trasmissione, in quanto la distorsione introdotta non è critica dato che $|Z_{C,RX}| \gg |Z_{ANT,RX}|$. Al pin ANT il costruttore misura a 433.92 MHz un'impedenza $Z_{IN,LNA} = R_L + jX_L = 12 - j209 \Omega$.

Stavolta l'antenna agisce da generatore, mentre il carico è l'ingresso ANT. Si ricorre ad una rete serie-shunt.

$$X_2 = -X_L \pm \sqrt{Z_{C,RX}R_L - R_L^2} \simeq 209 \pm 35.5 \Omega = 244.5 \Omega$$

Si sceglie la soluzione con $X_2 = 244.5 \Omega$ perché si ha in dotazione il componente richiesto, l'induttore L1 da 89 nH. Si determina poi:

$$X_1 = Z_{C,RX} \frac{X_2 + X_L}{R_L - Z_{C,RX}} \simeq -39.55 \Omega$$

Il valore ottenuto per X_1 corrisponde ad un condensatore di 9.27 pF. Si utilizza il condensatore C5 da 10 pF.

3.4.7 Filtro dati

All'uscita DO si presentano ancora degli impulsi, come descritto alla fine del paragrafo 4.2. In sintesi, il rumore anche con lo squelch attivo determina la presenza di impulsi che si è osservato non eccedere mai 8 ms di durata. Possono inoltre essere presenti alcuni degli impulsi generati per disabilitare lo squelch, sempre a causa del rumore. Per evitare di conteggiarli, si è predisposto un filtro RC che agisce da integratore ed un comparatore, implementato con l'inverter a trigger di Schmitt IC3a alimentato a 12 V. IC3b serve solamente a negare nuovamente l'impulso.

La soglia di tensione che determina il risultato del confronto è V_{T+} , pari a circa 8 V, dato che il condensatore in assenza di impulsi ricevuti parte scarico. Durante la carica il filtro ha una resistenza data dalla serie tra R1 ed R2, dato che D1 è polarizzato inversamente e R3 risulta in un ramo aperto. Durante la scarica D1 conduce e la resistenza è data dal parallelo tra R3 ed R2. La capacità resta sempre uguale al parallelo tra C8 e C9.

R3 è scelta per avere una costante di tempo molto minore durante la scarica. In questo modo quando un impulso ha una durata minore di quella necessaria per raggiungere V_{T+} i condensatori si scaricano molto rapidamente a massa, ritornando alla condizione iniziale. Il valore dei componenti è stato determinato sperimentalmente per portare in uscita un impulso di durata

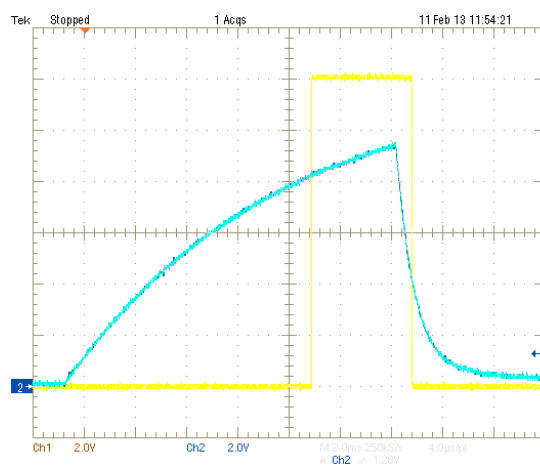


Figura 3.8: Tensione sul parallelo $C8//C9$ in presenza di un impulso trasmesso e ricevuto correttamente

maggiore di 10 ms. Si ricorda che l'impulso prolungato trasmesso a fine di una sequenza ha una durata $T_F = 13$ ms.

Il funzionamento è illustrato nella figura 3.8.

L'integratore inoltre è particolarmente utile per filtrare i segnali inviati dai radiocomandi, che hanno una forma d'onda come in figura 3.9 e che producono impulsi di durata minore di 10 ms. Appena DO commuta a livello basso il condensatore perde gran parte della carica accumulata. Si verifica che dopo numerosi cicli la tensione su $C8//C9$ oscilla attorno ad un valore di molto inferiore a V_{T+} .

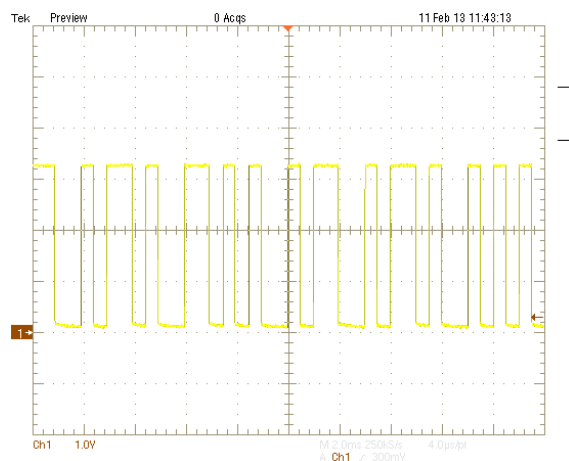


Figura 3.9: Uscita DO durante la trasmissione di un radiocomando commerciale

3.5 Modulo di alimentazione e connessione

Il PCB del modulo di alimentazione e connessione è illustrato in figura 3.10.

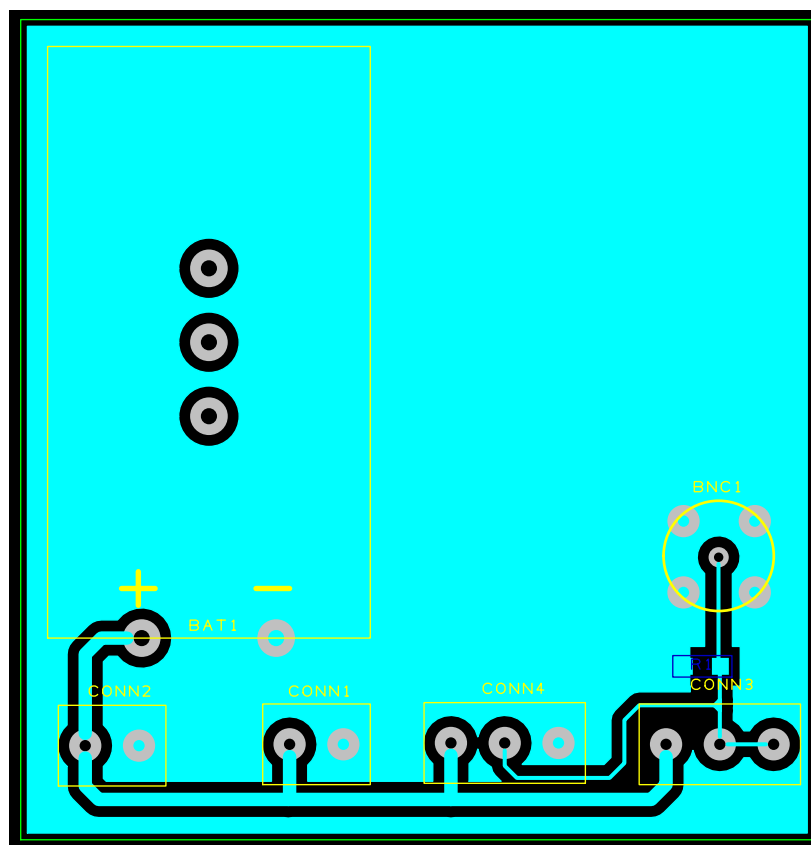


Figura 3.10: PCB del modulo di alimentazione e connessione

BAT1 è il portabatteria. CONN2 alimenta il modulo trasmettitore mentre CONN1 serve per alimentare i moduli mediante un alimentatore da laboratorio.

CONN3 alimenta il sensore. Il polo centrale di CONN3 e CONN4 sono collegati assieme, in modo da mandare il segnale generato dal sensore al modulo di condizionamento. Il connettore BNC1 è stato usato per visualizzarne all'oscilloscopio la forma d'onda generata. R1 è la resistenza di pull down da $100\text{ K}\Omega$ per il sensore.

Capitolo 4

Test funzionali del sistema

Prima di installare il sistema realizzato sono state predisposte delle prove dell'apparato per caratterizzarlo e simularne l'utilizzo.

Si è come prima cosa determinata la potenza del segnale del modulo trasmettitore. Per questa misura viene impiegato un analizzatore di spettro al cui ingresso è collegata la medesima antenna del ricevitore. Il livello ottenuto è di circa -24 dBm in prossimità del modulo.

Questa misura permette inoltre di meglio interpretare la formula di Friis, che a distanza ravvicinata perde validità in quanto si otterrebbe una potenza ricevuta superiore a quella trasmessa e non si è nella regione di campo lontano. Ci si può aspettare, in base alla formula, che a partire dal livello ricevuto in prossimità dell'antenna con l'aumento della distanza D la potenza ricevuta si riduca di $20 \log_{10} D$, oltre all'attenuazione dovuta agli ostacoli presenti che è meglio valutare caso per caso sperimentalmente.

Successivamente è stata verificata la portata massima alla quale si riusciva a ricevere gli impulsi trasmessi.

La portata del collegamento riscontrata è risultata tuttavia inferiore a quella teorica.

Infatti dalla A.16 si ricava la distanza massima in condizioni ideali del collegamento. Si assume che $P_{TX} = 7$ dBm, $P_{RX,dB} = -100$ dBm, $G_{TX} = 3$ dBi, $G_{RX} = 5.19$ dBi e visto che si trasmette intorno a 433.92 MHz la lunghezza d'onda nell'aria è $\lambda \simeq 0.69m$.

Svolgendo il calcolo si ottiene $D \simeq 31560$ m. Questa distanza è valutata in condizioni ideali, in cui lo spazio intorno alle due antenne è vuoto e privo di perdite, ed inoltre le antenne sono orientate reciprocamente nelle direzioni di massima emissione. In realtà ci si deve aspettare una distanza anche molto minore, specialmente in un ambiente urbano o all'interno di un edificio o in presenza di ostacoli tra le antenne.

E' stato anche verificato il livello di potenza ricevuta misurando la tensione

sul pin RSSI, con trasmettitore e ricevitore vicini in presenza di sola portante, riscontrando una notevole attenuazione del segnale ricevuto con una potenza in ingresso inferiore a -75 dBm.

Per tentare di aumentare la portata riscontrata, sono stati verificati gli aspetti circuitali più critici del progetto e sono stati effettuati ulteriori test sperimentali.

Si è quindi proceduto ad apportare delle piccole modifiche ai circuiti di adattamento modellizzando i collegamenti tra antenne ed integrati come linee di trasmissione, per eliminare il disadattamento.

A seguito della modifica, la portata è rimasta sostanzialmente la stessa.

Si sono effettuate infine le prove definitive dell'apparato, consistenti nella trasmissione di un numero prefissato di impulsi intervallati uniformemente nel tempo e nella verifica del numero di impulsi effettivamente ricevuti (si veda la sezione 4.1.2).

4.1 Misure e prove

Si descrivono ora in dettaglio le prove e le misure svolte e si riportano i risultati ottenuti.

4.1.1 Portata del collegamento

I test di portata massima effettuati hanno permesso di verificare che con visibilità reciproca tra trasmettitore e ricevitore è possibile ricevere gli impulsi da una distanza massima di circa 15 metri. La portata si riduce sensibilmente in presenza di un ostacolo o quando ricevitore e trasmettitore non sono in reciproca visibilità poiché separati da parte di un edificio o da una porta. La riduzione va valutata sperimentalmente a seconda del caso in esame.

Per aumentare il livello di potenza ricevuto e di conseguenza anche la portata si possono apportare delle variazioni al progetto. L'intervento principale consiste nel cambiare la frequenza di oscillazione nell'oscillatore a cristallo del ricevitore.

Con l'oscilloscopio digitale si sono misurate la frequenza di oscillazione del trasmettitore e del ricevitore, rispettivamente $f_{OSC, TX} = 13,5615$ MHz e $f_{OSC, RX} = 13,5015$ MHz.

L'attenuazione anomala riscontrata è causata dal filtro IF, poiché la differenza tra la frequenza della portante e quella dell'oscillatore locale è superiore alla frequenza intermedia e non soddisfa neppure la disequazione 2.14.

Si verifica che $f_{RF} = 32f_{OSC, TX} = 433.968$ MHz e la frequenza intermedia

risulta $f_{IF} = \frac{87}{1000}f_{OSC,RX} \simeq 1.175$ MHz. Nel datasheet è indicato che il filtro IF ha una banda passante $2B_{IF}$ a -3 dBm di 330 KHz centrata in f_{IF} , e da un grafico si ricava che presenta all'esterno della banda un'attenuazione di circa $-83 \frac{dBm}{MHz}$.

La frequenza a cui il segnale trasmesso si trova modulato all'uscita dei mixer è

$$f_{RF} - f_{LO,RX} = f_{RF} - 32f_{OSC,TX} = (433.968 - 432.048) \text{ MHz} = 1.92 \text{ MHz}$$

Tale frequenza supera la banda passante del filtro di

$$f_{RF} - f_{LO,RX} - (f_{IF} + B_{IF}) = 0.58 \text{ MHz}$$

Il segnale ricevuto subisce perciò un'attenuazione complessiva di circa -51 dBm. La soluzione più semplice al problema riscontrato è sostituire il cristallo del ricevitore con uno di frequenza di risonanza pari a $\frac{f_{RF}}{32 + \frac{87}{1000}} \simeq 13.523 \text{ MHz}$, secondo le formule presenti nel datasheet del MICRF220.

Se $f_{OSC,RX} = 13.523$ MHz risulta che $f_{IF} \simeq 1.177$ MHz e che:

$$f_{RF} - 32f_{OSC,RX} = 433.92 - 432.64 \text{ MHz} = 1.184 \text{ MHz}$$

La frequenza ottenuta non corrisponde perfettamente a f_{IF} ma ne differisce di soli 7 KHz, per cui il segnale è all'interno della banda passante del filtro IF.

In base alla disequazione 2.14 si ricavano le due disequazioni 4.1 che permettono di individuare la tolleranza sulla frequenza di oscillazione richiesta nel ricevitore:

$$\begin{cases} f_{RF} - 32f_{OSC,RX} + B \leq f_{IF} + B_{IF} \\ f_{RF} - 32f_{OSC,RX} - B \geq f_{IF} - B_{IF} \end{cases} \quad (4.1)$$

Risolvendo per la frequenza incognita $f_{OSC,RX}$ si ricava:

$$\begin{cases} f_{OSC,RX} \geq \frac{32f_{OSC,TX} + B - B_{IF}}{32.087} \\ f_{OSC,RX} \leq \frac{32f_{OSC,TX} + B_{IF} - B}{32.087} \end{cases} \quad (4.2)$$

Sostituendo i valori di progetto $B = 1625$ Hz, $f_{OSC,TX} = 13.56$ MHz e $B_{IF} = 0.165$ MHz nel sistema 4.2 si ricava che l'oscillatore deve avere:

$$13.5181 \text{ MHz} \leq f_{OSC,RX} \leq 13.5283 \text{ MHz}$$

Il cristallo va scelto per avere una frequenza di risonanza serie all'interno di questi valori. La potenza del segnale ricevuto dovrebbe aumentare di 51 dBm.

4.1.2 Test di trasmissione prolungata

Per valutare l'affidabilità e l'incidenza degli errori di trasmissione si è organizzato una procedura di test del sistema.

Tramite un generatore di impulsi, realizzato su breadboard, si è fornito l'ingresso al modulo di controllo in sostituzione del sensore a relè Reed. Questo circuito genera un numero di impulsi pari ad una potenza di due, da uno fino a 2^{32} , con cadenza costante. Si elimina così la necessità di produrre gli impulsi di test manualmente azionando il sensore con un magnete ogni volta. Si deve solamente azionare un interruttore, che quando viene chiuso permette di bloccare la generazione degli impulsi e quando viene aperto la fa ripartire daccapo.

L'uscita della porta NOT con isteresi IC3b al pin 4, che si ricorda essere l'uscita dati del modulo ricevitore, è collegata ad un contatore (strumento), impiegato per memorizzare il numero di impulsi ricevuti.

Per eseguire le prove si fa prima il reset del contatore, mantenendo bloccata la generazione degli impulsi di test che viene poi attivata per iniziare la prova. La cadenza temporale scelta degli impulsi è pari a circa 3 s. Il valore deriva dalla possibilità di trasmettere 300,000 impulsi (approssimativamente quelli da trasmettere nell'intero periodo in cui il dipartimento consuma gas per il riscaldamento) in un periodo di dieci giorni, allo scopo di simulare una trasmissione prolungata nel tempo e valutare la presenza di eventuali interferenze ed errori nel conteggio. Questo test di trasmissione prolungata non è comunque stato effettuato.

Nel primo test si è posizionato il ricevitore ed il trasmettitore ai lati opposti del laboratorio e sono stati trasmessi 256 impulsi. La durata del test risulta approssimativamente di 5 minuti. Si precisa che il ricevitore era posizionato sul lato del laboratorio che dà sul il parcheggio del dipartimento. Il secondo test è avvenuto determinando sperimentalmente la posizione del trasmettitore all'esterno tra cabina e laboratorio, più lontana da quest'ultimo, che garantisse la ricezione degli impulsi. Il ricevitore è stato posizionato come nel primo test. La distanza dal ricevitore in linea d'aria non superava all'incirca i 7 metri. Gli impulsi trasmessi sono stati 1024 per una durata complessiva di circa cinquanta minuti.

Analisi dei risultati

Il primo test effettuato all'interno del laboratorio è stato completato con successo; tutti i 256 impulsi inviati sono stati conteggiati. La tensione al pin RSSI durante la presenza della portante è 600 mV. Ciò corrisponde ad una potenza in ingresso di circa -105 dBm.

Nel test all'esterno invece sono stati ricevuti 993 impulsi. L'uscita RSSI assumeva il valore di circa 300 mV, corrispondenti a circa -120 dBm in ingresso al ricevitore. La distanza massima dal ricevitore e' risultata di 7 metri, e non ha consentito di trasmettere dalla cabina del gas.

Alcuni degli errori tuttavia sono dovuti al passaggio di persone vicino all'antenna, che influenzano il campo elettromagnetico. Si è osservato che a seconda della posizione in cui si trova la persona la potenza del segnale ricevuto aumenta o si annulla completamente. Questo significa che si produce un'onda stazionaria oppure una zona non irradiata nella regione dove si trova l'antenna. Si è appreso così che l'antenna va sempre posizionata in punti non accessibili al transito di persone per evitare momentanee interruzioni del collegamento.

Il valore conteggiato si è mantenuto stabile anche diversi minuti dopo il conteggio, indicando l'assenza nel tempo di osservazione di impulsi in uscita dovuti al rumore termico o ad interferenze esterne.

4.1.3 Consumi nel trasmettitore

Il trasmettitore è stato alimentato con un alimentatore da banco alla tensione di 3 V e la corrente erogata è stata misurata con un multimetro Tektronik DMM254. Il risultato delle misure è riportato in tabella 4.1. La corrente

EN	ASK	I[mA]
0	×	< 0.000
1	0	2.778
1	1	13.770

Tabella 4.1: Corrente assorbita dal modulo trasmettitore alimentato a 3 V

assorbita dal solo MICRF112 non è rilevabile dal multimetro, che ha una sensibilità di un $1 \mu\text{A}$. Si è alimentato in seguito anche il modulo di controllo, per valutare l'assorbimento di corrente complessivo del trasmettitore in standby, con EN, ASK = 0. Si è misurata una corrente erogata pari a $4.2 \mu\text{A}$, dovuta all'assorbimento statico della circuiteria digitale CMOS.

4.1.4 Impedenza delle antenne

Con un analizzatore di reti si è misurata l'impedenza delle antenne del trasmettitore e ricevitore alla frequenza di 433.92 MHz, allo scopo di trovarne

sperimentalmente il valore per usarlo nei calcoli delle reti di adattamento. L'antenna del trasmettitore presenta un'impedenza $Z_{ANT, TX} \simeq 20 + j24.5\Omega$. In corrente continua è un corto circuito, probabilmente perché viene utilizzato un induttore in parallelo all'antenna per il circuito di adattamento. Va precisato che in mancanza di un piano di massa per l'antenna a filo del ricevitore, le misure eseguite erano variabili a seconda dell'orientamento dell'antenna e della presenza di oggetti e persone attorno al banco di misura.

4.2 Descrizione ed effetti del rumore

La causa del mancato conteggio degli impulsi riscontrato nel secondo test con potenze in ingresso minori di -110 dBm è il rumore, il cui effetto non è più trascurabile. Dato che il sistema non è stato progettato con la capacità di correggere gli errori in trasmissione, questi non sono assolutamente tollerabili. La probabilità che si verifichino, rilevata sperimentalmente sottraendo ad uno il rapporto tra gli impulsi ricevuti e quelli inviati, deve essere perciò minore di $\frac{1}{300000} \simeq 3 \cdot 10^{-6}$. Nel secondo test questa probabilità risulta circa del 3%, per cui è un valore non accettabile.

L'ampiezza del rumore (più precisamente la deviazione standard della distribuzione di probabilità del rumore in ogni istante) dipende certamente dalla banda passante dei filtri nel ricevitore. Nel progetto la velocità di trasmissione dati è legata al consumo di gas, per cui si è potuta scegliere la minore banda passante possibile per i filtri programmabili.

L'uscita del filtro passa basso, da cui si ricava il segnale in banda base, è considerabile come la somma tra la tensione dovuta al rumore ed al segnale ricevuto. Il rumore si sovrappone all'impulso demodulato e in alcuni intervalli ha dei picchi di valore confrontabile con l'ampiezza di quest'ultimo.

Ciò accade più frequentemente quando il rumore ha una ampiezza confrontabile con quella del segnale ricevuto dall'antenna; la somma può sia superare che essere inferiore alla tensione di soglia su C_{th} . Quest'ultimo caso determina la ricezione di un minor numero di impulsi.

Infatti, se l'impulso in DO ha una durata sufficiente la tensione su $C_8//C_9$ raggiunge la soglia positiva V_{T+} della porta NOT con isteresi IC3a prima che termini la trasmissione, e determina la corretta ricezione dell'impulso, come in figura 3.8. Quando il rumore si sottrae alla tensione in uscita dal filtro passa basso interno, questa assume un valore al di sotto della tensione di soglia su C_{th} e l'uscita DO del MICRF220 diventa bassa. Di conseguenza il parallelo $C_8//C_9$ si scarica e il raggiungimento della tensione di soglia viene ritardato, come si vede in figura 4.1.

Si viene a determinare un intervallo di tempo di durata maggiore dell'impul-

so negativo in cui la tensione non aumenta rispetto all'inizio dell'impulso. Impulsi ripetuti o di durata sufficientemente lunga possono impedire il raggiungimento della soglia.

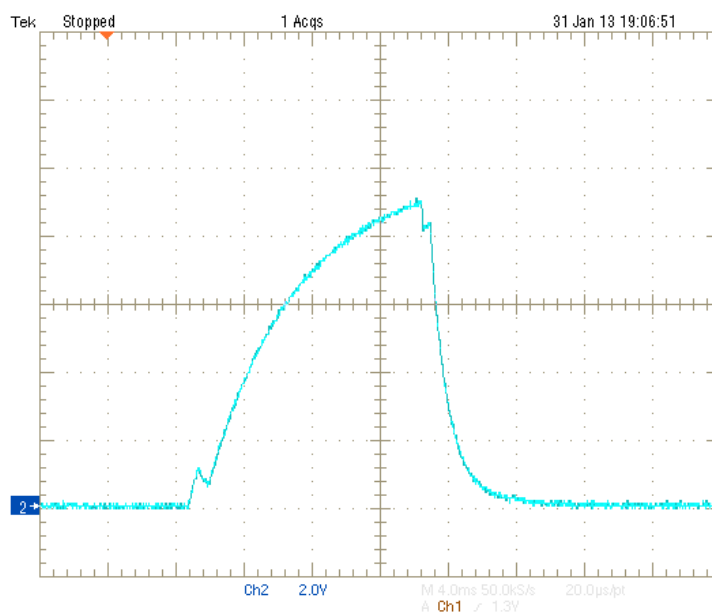


Figura 4.1: Tensione sul parallelo $C11//C12$ all'ingresso della porta IC3a in presenza di un impulso trasmesso e di rumore

A conferma dell'ipotesi appena fatta, si era utilizzato inizialmente il diodo D1 in serie alla resistenza R3 per ridurre la costante di tempo durante la scarica. Si pensava che così facendo il filtro dati sarebbe stato meno influenzato dagli impulsi di rumore, che tendono ad avere quasi sempre una durata minore dell'impulso finale. Al termine dell'impulso la scarica molto rapida avrebbe riportato i condensatori nelle condizioni iniziali. Eventuali impulsi di rumore successivi non sarebbero riusciti a far raggiungere la soglia V_{T+} aumentando la carica in $C_8//C_9$ a partire da quella apportata precedentemente. Si è osservato invece un forte aumento degli errori in ricezione poiché anche brevissimi impulsi negativi in DO con questa soluzione circuitale causavano la scarica completa dei condensatori, rendendo impossibile il raggiungimento di V_{T+} .

Un altro effetto osservato del rumore consiste nella diminuzione del numero di impulsi necessari per disattivare lo squelch. Il rumore può produrre impulsi consecutivi di durata sufficiente per essere validi e disabilitarlo. Il filtro dati, sensibile al solo impulso prolungato, elimina la possibilità che possano essere conteggiati.

Il rumore si presenta quindi anche con l'ingresso SQ abilitato, ed al pin DO compaiono forme d'onda simili alla figura 4.2.

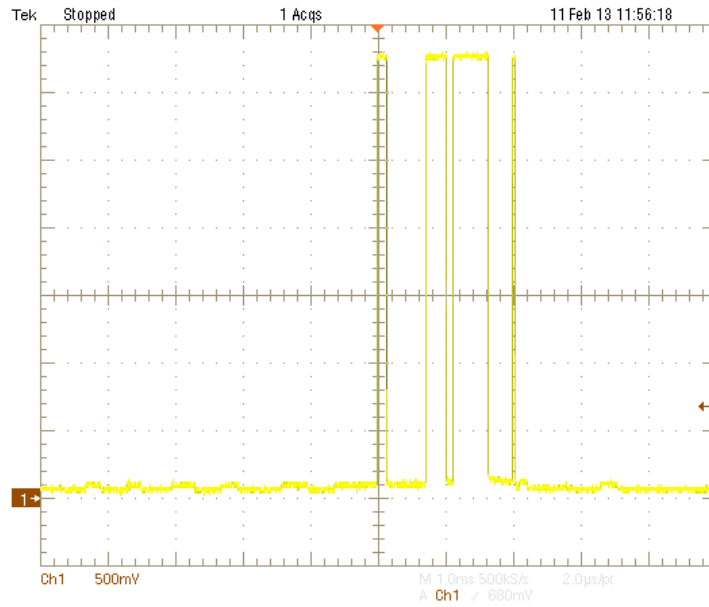


Figura 4.2: Effetto del rumore all'uscita DO del MICRF220 con squelch abilitato

Capitolo 5

Conclusioni

Il presente progetto di tesi ha consentito di realizzare un sistema di trasmissione radio per il conteggio a distanza di impulsi elettrici. Per tale realizzazione sono state dapprima individuate le principali criticità legate alla applicazione, sono stati quindi approfonditi i concetti teorici di trasmissione dati a radiofrequenza e antenne.

Studiato poi il funzionamento dei componenti integrati, si è individuata la configurazione circuitale idonea alla applicazione. Il progetto elettrico ha quindi richiesto particolare attenzione sia nel dimensionamento dei componenti sia nella realizzazione fisica dello stampato. Infatti, le parti circuitali a radiofrequenza richiedono attenzioni ed accorgimenti anche molto diversi dai comuni circuiti elettronici in quanto, lungo le linee di trasmissione, vale la progettazione a costanti distribuite.

I test preliminari sui prototipi realizzati hanno permesso di caratterizzare le prestazioni del sistema e validarne il funzionamento. L'applicazione finale prevede la possibilità di monitoraggio del consumo di gas metano del Dipartimento.

L'installazione richiede tuttavia il coordinamento con la società di fornitura in quanto il contatore è impiegato per la tariffazione ed ha validità ai fini fiscali. Possibili sviluppi e miglioramenti riguardano un intervento sui moduli a radiofrequenza ai fini di aumentare la portata del sistema.

Appendice

Appendice A

Richiami teorici utili al progetto

In questo capitolo si riporta una trattazione semplificata di alcuni argomenti teorici di base che si sono rivelati molto utili nello svolgimento del progetto. Queste nozioni hanno permesso di comprendere meglio il funzionamento del sistema e dei suoi componenti, oltre ad aiutare nella sua modellizzazione. Gli argomenti trattati rientrano nella teoria dei segnali e nella teoria delle antenne e delle linee omogenee. A conclusione di ogni sezione, dopo la trattazione generale, si sviluppano alcuni aspetti sempre teorici ma più attinenti al progetto.

A.1 Trasformata di Fourier a tempo continuo

Dato un segnale $s(t)$ reale a tempo continuo e quadrato integrabile, ovvero esiste ed è finito $\int_{-\infty}^{+\infty} |s(t)|^2 dt$, si definisce la trasformata di Fourier a tempo continuo del segnale con la A.1:

$$S(j\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} s(t) \cdot e^{-j\omega t} dt \quad (\text{A.1})$$

L'operazione compiuta permette di associare a $s(t)$ un altro segnale funzione della variabile ω , che prende il nome di spettro di $s(t)$. La variabile ω dipende da una variabile f tramite la relazione $\omega = 2\pi f$. Nelle telecomunicazioni ed in elettronica queste variabili assumono il significato di pulsazione e frequenza. Si può ricavare il segnale di partenza con la Trasformata di Fourier Inversa A.2:

$$s(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} S(j\omega) \cdot e^{j\omega t} d\omega \quad (\text{A.2})$$

Si precisa che l'uguaglianza A.2 vale solamente per quei segnali che soddisfano le condizioni di Dirichlet in tutto il dominio [11]. L'uguaglianza

non è in ogni caso valida nei punti di discontinuità di $s(t)$. Nel caso in cui il segnale sia anche continuo allora la formula sopra è valida in ogni punto. Negli altri casi l'uguaglianza va intesa come uguaglianza dell'energia del segnale ricostruito con quella del segnale originario. I segnali periodici (e anche una funzione costante nel tempo) non sono quadrato integrabili. Si utilizza allora la funzione Delta di Dirac per estendere la validità dell'operazione anche a questi casi di notevole interesse pratico. In sintesi, vale che :

$$\int_{-\infty}^{+\infty} e^{j\omega_0 t} \cdot e^{-j\omega t} dt = 2\pi\delta(\omega - \omega_0).$$

In questo modo una costante avrà come trasformata a tempo continuo un impulso di Dirac centrato nell'origine e per i segnali periodici basterà scrivere lo sviluppo in serie di Fourier, scomporre ciascuna funzione sinusoidale ottenuta come somma di esponenziali complessi ed applicare la trasformata a tempo continuo. Valgono alcune proprietà che saranno utili in seguito (siano $a(t)$ e $b(t)$ due segnali che ammettono Trasformata di Fourier a tempo continuo $A(j\omega)$ e $B(j\omega)$ rispettivamente):

- Il prodotto di due segnali $c(t) = a \cdot b(t)$ ha come trasformata la convoluzione delle trasformate divisa per 2π : $C(j\omega) = \frac{1}{2\pi}A * B(j\omega)$;
- La trasformata di Fourier è' un operatore lineare, per cui data una combinazione lineare di segnali $c(t) = \alpha a(t) + \beta b(t)$ con $\alpha, \beta \in R$ vale: $C(j\omega) = \alpha \cdot A(j\omega) + \beta \cdot B(j\omega)$;
- La trasformata di Fourier di un segnale reale è a simmetria Hermitiana, cioè $A(-j\omega) = A^*(j\omega)$;
- La trasformata di Fourier di un segnale traslato nel tempo di t_0 , $C(t) = s(t - t_0)$, è la trasformata di $s(t)$ moltiplicata per l'esponenziale complesso $e^{-j\omega t_0}$. In definitiva: $C(j\omega) = e^{-j\omega t_0}S(j\omega)$;

Si elencano anche alcune trasformate notevoli che saranno utili più avanti:

- Segnale cosinusoidale di pulsazione ω_0 : $s(t) = A \cos(\omega_0 t) = \frac{e^{j\omega_0 t} + e^{-j\omega_0 t}}{2}$
Trasformata di Fourier: $S(j\omega) = \pi A[\delta(\omega + \omega_0) + \delta(\omega - \omega_0)]$ (vedi figura A.1)
- Segnale sinusoidale di pulsazione ω_0 : $s(t) = A \sin(\omega_0 t) = \frac{e^{j\omega_0 t} - e^{-j\omega_0 t}}{2j}$
Trasformata di Fourier: $S(j\omega) = \frac{\pi}{j}A[\delta(\omega - \omega_0) - \delta(\omega + \omega_0)] =$
 $= j\pi A[\delta(\omega + \omega_0) - \delta(\omega - \omega_0)]$ (vedi figura A.2)
- Impulso rettangolare di durata T centrato nell'origine: $s(t) = A \text{rect}(\frac{t}{T})$
Trasformata di Fourier: $S(j\omega) = 2A \frac{\sin(\frac{\omega T}{2})}{\omega} = AT \text{sinc}(\frac{\omega T}{2\pi})$ (vedi figura A.3)

Figura A.1: Spettro del segnale cosinusoidale in pulsazione e ampiezza normalizzate

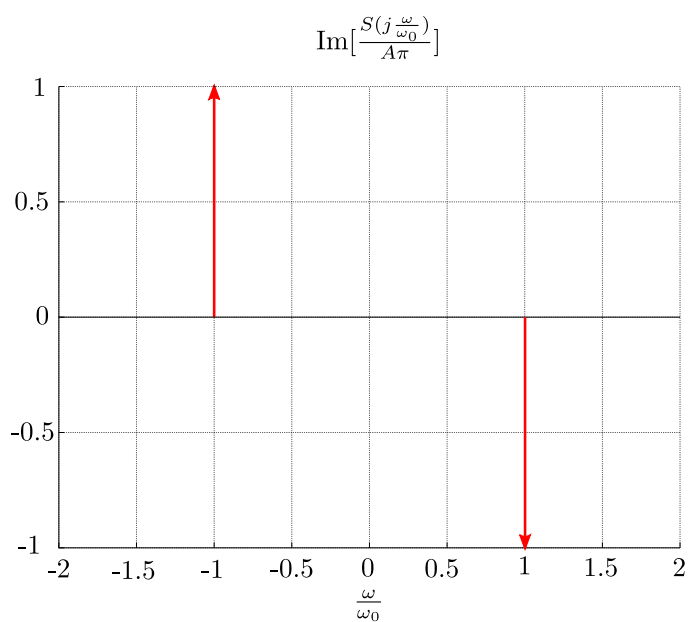
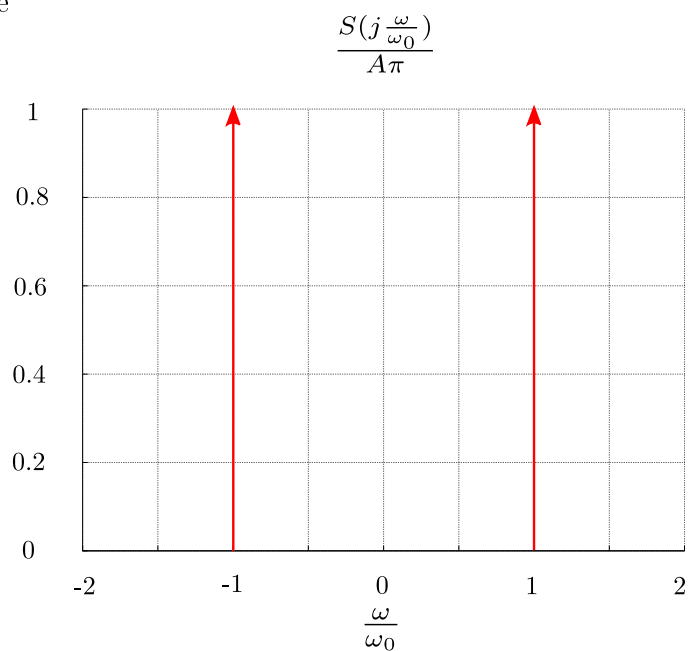


Figura A.2: Spettro del segnale sinusoidale in pulsazione normalizzata e ampiezza normalizzate

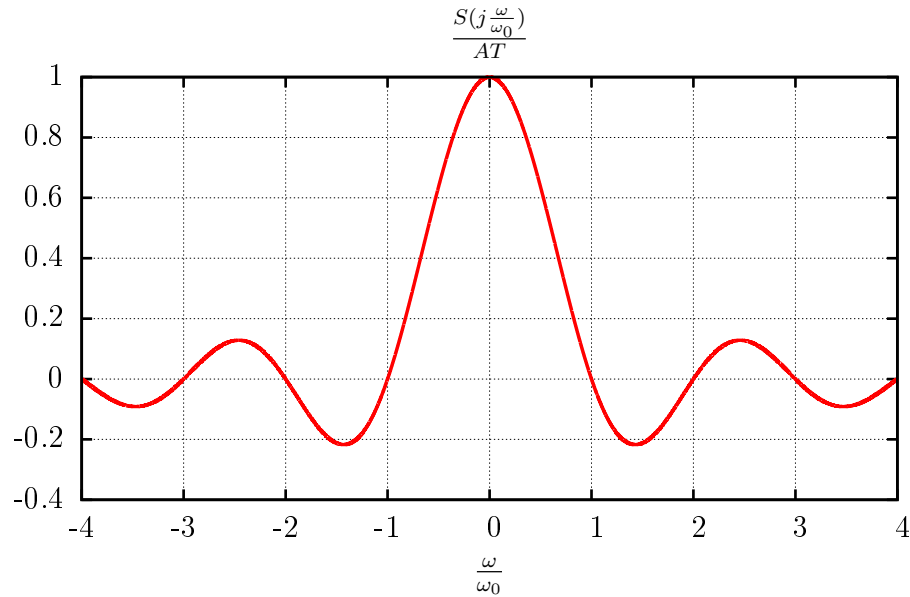


Figura A.3: Spettro dell'impulso rettangolare di durata T centrato nell'origine in pulsazione e ampiezza normalizzate, con $\omega_0 = \frac{2\pi}{T}$

A.2 Modulazione AM

Si consideri un segnale reale analogico $s(t)$ in banda base, ovvero un segnale la cui trasformata di Fourier sia non nulla (o più realisticamente non trascurabile) tra zero e una frequenza B (in pulsazione lo spettro si estende fino a $2\pi B$), nota come banda del segnale. E' uno spettro tipico di una sorgente di informazione.

La trasmissione richiede spesso di operare una trasformazione del segnale in modo da renderlo adatto al canale utilizzato. Utilizzando le onde elettromagnetiche, ad esempio, si rende necessario spostare la banda del segnale nella banda radio che si vuole usare per trasmettere.

Nel dominio del tempo ciò equivale a dire che per trasmettere un tale segnale si deve trovare un modo di trasmettere la stessa informazione, con un segnale che vari molto rapidamente nel tempo.

Si vogliono analizzare qui gli aspetti teorici dietro al funzionamento di quei sistemi di comunicazione che trasmettono l'informazione in banda base a radiofrequenza. Si pensi ad esempio alla radiodiffusione del suono ed anche alla televisione, ma anche le trasmissioni dati senza fili sono un valido esempio. La tecnica della modulazione utilizza un segnale periodico in alta frequenza, definito la portante, caratterizzato da vari parametri (ampiezza, frequenza e

fase) che variano in funzione del segnale in banda base, noto come modulante. I vari tipi di modulazione si classificano a seconda della forma d'onda della portante e dei parametri che vengono modificati. Si esamina la modulazione AM (Amplitude Modulation) con portante sinusoidale.

Nella modulazione AM si varia l'ampiezza della portante in funzione dell'ampiezza del segnale modulante. Se la portante si annulla in assenza di segnale allora la modulazione si dice a portante soppressa. Quest'ultimo è il caso che si esamina. La portante è $v_P(t) = A \cos(\omega_P t)$. Si tratta di un segnale cosinusoidale con fase iniziale nulla e pulsazione ω_P e frequenza $f_P = \frac{\omega_P}{2\pi}$.

Il segnale modulato v_{MOD} è dato dalla moltiplicazione: $v_{MOD}(t) = s(t) \cdot v_P = s(t) \cdot A \cos(\omega_P t)$. Applicando la trasformata di Fourier all'espressione, e ricordando la proprietà del prodotto, basta effettuare una convoluzione tra la trasformata della portante cosinusoidale e la trasformata di Fourier della modulante. Per le proprietà della convoluzione con un impulso di Dirac si ha che lo spettro del segnale viene traslato alle pulsazioni $\pm\omega_P$:

$$V_{MOD}(j\omega) = V_P * S(j\omega) = \frac{A\pi}{2} [S(j(\omega + \omega_P)) + S(j(\omega - \omega_P))]$$

Il segnale ora occupa una banda centrata intorno alla frequenza della portante. La banda occupata dal segnale è anche raddoppiata, in quanto lo spettro si estende nell'intervallo $[\omega_P - 2\pi B, \omega_P + 2\pi B]$ di ampiezza $2B$ in frequenza. Questa caratteristica qualifica la modulazione studiata come DSB, ovvero *Double Side Band*. Ciò significa che il segnale modulato in alta frequenza ha uno spettro scomponibile in due spettri (detti bande laterali) a simmetria Hermitiana rispetto a $\pm\omega_P$. La banda laterale superiore deriva dallo spettro in banda base per $\omega > 0$, mentre quella inferiore è dovuta $\omega < 0$. La banda laterale superiore viene traslata di conseguenza in $\omega > \pm\omega_P$, mentre la inferiore si trova in $\omega < \pm\omega_P$. La parte reale dello spettro è simmetrica rispetto alle ordinate mentre la parte immaginaria lo è rispetto all'origine. Con portante sinusoidale $v_P = A \sin(\omega_P t)$ cambiano solamente la costante moltiplicativa ed il segno dello spettro per $\omega < 0$ che si inverte:

$$V_{MOD}(j\omega) = V_P * S(j\omega) = \frac{\pi}{2j} [S(j(\omega - \omega_P)) - S(j(\omega + \omega_P))]$$

Il segnale così ottenuto permette di ricavare il segnale originale (demodulazione) con una opportuna operazione matematica. Va precisato che ciò si può effettuare solamente se $\omega_P > 2\pi B$. Diversamente i due spettri sono non nulli in un intervallo comune centrato nell'origine in cui si sommano. L'informazione trasmessa diventa perciò irrecuperabile.

Tipicamente si fa in modo che $\omega_P \gg 2\pi B$. Nel caso di un segnale a banda illimitata la disuguaglianza non è mai verificabile, quindi non si riotterrà mai esattamente il segnale originario. Se si moltiplica il segnale modulato con una seconda portante di uguale frequenza e in fase a $v_P(t)$ si compie nuovamente una convoluzione in frequenza con la portante.

In formule (nel caso cosinusoidale):

$$V_{DEMODO}(j\omega) = V_{MOD} * V_P(j\omega) = \frac{A}{2}[S(j(\omega + \omega_P)) + S(j(\omega - \omega_P))] * \frac{A}{2}[(\delta(\omega + \omega_0) + \delta(\omega - \omega_0))]$$

Lo spettro si ottiene traslando nuovamente a $\pm\omega_P$ lo spettro in banda base del segnale modulato. Si verifica che lo spettro risultante è equivalente alla somma dello spettro in banda base con quello modulato in ampiezza da una portante a pulsazione doppia, moltiplicato per la costante $\frac{1}{2}$. Nel dominio del tempo l'analisi diventa più semplice:

$$s_{DEMODO}(t) = v_{MOD}(t) \cos(\omega_P t) = s(t) \cos^2(\omega_P t) = \frac{s(t)}{2}[1 + \cos(2\omega_P t)]$$

Ciò si ricava applicando la nota identità trigonometrica $\cos^2(\alpha) = \frac{1}{2}(1 + \cos(2\alpha))$.

Basta disporre di un filtro passa-basso che elimini la componente allocata a $\pm 2\omega_P$ e si riottiene il segnale modulante. Questa tecnica prende il nome di demodulazione sincrona, ma richiede di disporre al ricevitore di una portante sincronizzata in frequenza e fase di quella trasmessa. Ciò presenta notevoli problemi di realizzazione pratica. Si nota tuttavia, dall'esame della forme d'onda di $v_{MOD}(t)$, che l'involuppo del segnale modulato segue l'andamento del segnale modulante. Ciò si sfrutta per evitare di sincronizzare la portante nel ricevitore con quella trasmessa. La tecnica prende il nome di demodulazione asincrona. E' sufficiente raddrizzare il segnale modulato ed applicarlo ad un filtro passa-basso. E' desiderabile, per ridurre la distorsione introdotta, che sia trasmessa anche la portante e che si impedisca che il segnale modulato raggiunga zero:

$$v_{MOD}(t) = s(t) \cdot V_P = (s(t) + A) \cos(\omega_P t)$$

In altre parole, il rapporto tra la massima ampiezza di $s(t)$ e l'ampiezza della portante A , noto come l'indice di modulazione AM, deve essere minore di uno. Si veda per ulteriori dettagli teorici il testo [12].

A.2.1 Modulazione On-Off Keying

La modulazione On-Off Keying è un tipo di modulazione AM a portante soppressa in cui la modulante è un segnale binario, che controlla la presenza o l'assenza della portante nel tempo (esempio in figura A.2.1)

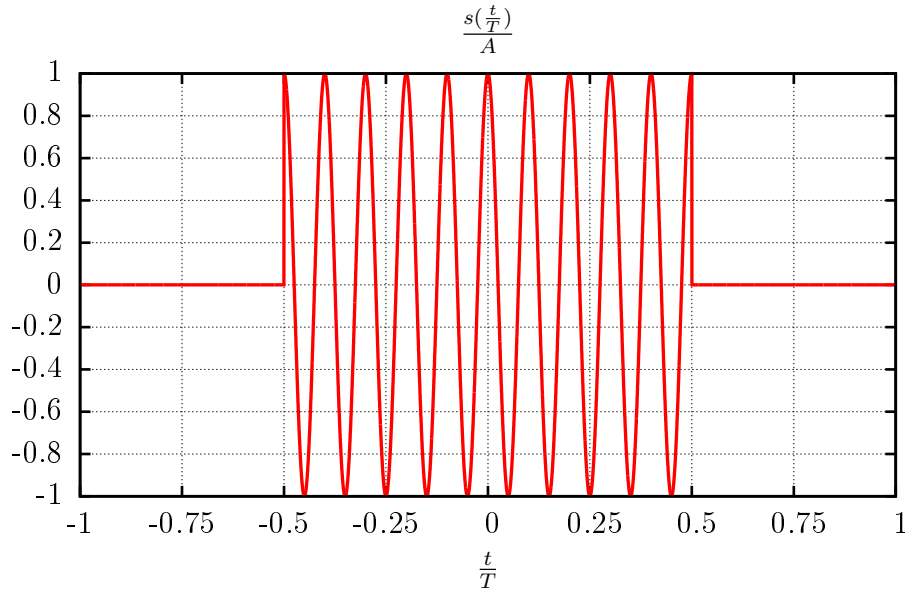


Figura A.4: Impulso rettangolare di durata T centrato nell'origine e modulato in OOK con una portante di frequenza $f = \frac{10}{T}$

Il segnale che modula la portante si può modellizzare con una sequenza temporale di impulsi rettangolari di durata T : $s(t) = \sum_{k=1}^K a_k \text{rect}\left(\frac{t-kT}{T}\right)$. a_k è una successione arbitraria e rappresenta la sequenza binaria trasmessa: $a_k \in \{0, 1\}$ e $K \in \mathbb{N}$.

Il suo spettro è $S(j\omega) = T \frac{\sin(\frac{\omega T}{2})}{\omega} \cdot \sum_{k=1}^K a_k \cdot e^{-\frac{kT\omega}{2}}$.

Ciò si ricava applicando la linearità, la proprietà della traslazione nel tempo e la trasformata dell'impulso rettangolare. Il modulo dello spettro è utile per capire quale sia la banda occupata dal segnale. Il modulo della somma di esponenziali complessi è comunque minore o uguale a K , per cui una sequenza arbitraria ha spettro in modulo sempre contenuto in quello di un singolo impulso rettangolare di ampiezza opportuna.

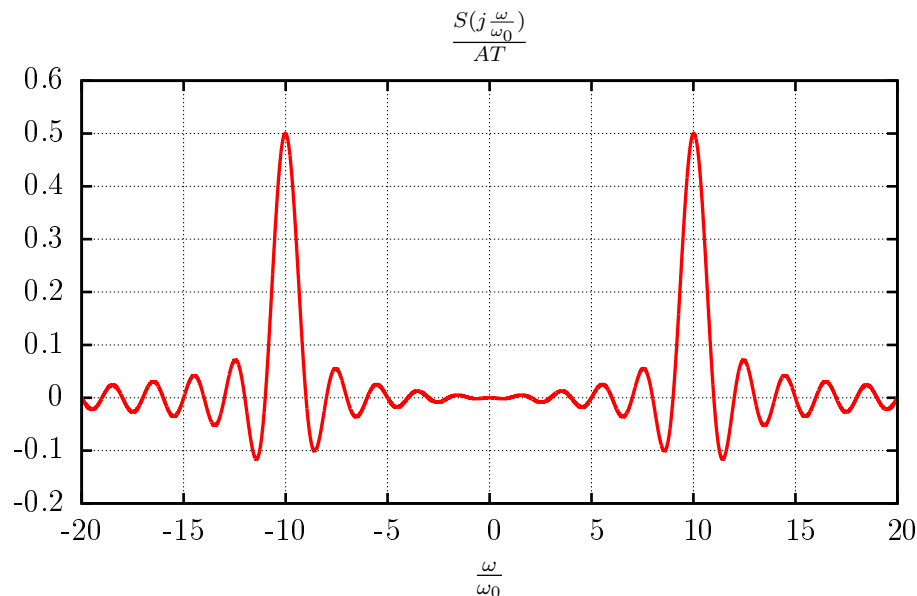
Infatti:

$$\left| \sum_{k=1}^K a_k \cdot e^{-\frac{kT\omega}{2}} \right| \leq \sum_{k=1}^K a_k \cdot \left| e^{-\frac{kT\omega}{2}} \right| \leq \sum_{k=1}^K a_k \leq K$$

Il segnale ha banda illimitata, ma si può approssimare comunque a ban-

da limitata scegliendo di trascurare lo spettro per $\omega > |\frac{2\pi}{T}|$, e quindi per $f > |\frac{1}{T}|$. Per un impulso centrato nell'origine (che è equivalente al modulo dello spettro di un impulso causale) lo spettro è quello di figura A.5. La demodulazione asincrona in questo caso può avvenire facilmente poichè il segnale binario è meno influenzato dall'errore introdotto con la ricostruzione mediante l'involuppo.

Figura A.5: Spettro del segnale illustrato in figura 2.4



A.3 Cenni di teoria delle antenne

Si vogliono presentare alcune nozioni fondamentali di teoria delle antenne, dato che si tratta dei componenti fondamentali per il funzionamento dei sistemi di telecomunicazioni via radio.

Un'antenna è un dispositivo in grado di trasformare potenza elettrica in un campo elettromagnetico e di effettuare anche la conversione inversa, ricavando potenza elettrica da un campo esistente. Il teorema di reciprocità elettromagnetica di Lorentz stabilisce che, in opportune condizioni, il comportamento in trasmissione è uguale anche in ricezione. Studiare le antenne in trasmissione permette di determinare automaticamente le loro caratteristiche in ricezione, basta solamente ridefinire i parametri trovati. Con le condizioni ideali che si assumono in seguito il teorema è valido.

A.3.1 Equazioni di Maxwell

Per studiare le antenne si ricorre alle equazioni di Maxwell, che permettono di ricavare il campo elettrico e magnetico nello spazio (scelto prima un opportuno sistema di riferimento) e nel tempo. Si tratta di equazioni differenziali vettoriali, poichè le grandezze di interesse sono tutti campi vettoriali. Legano tra loro il campo magnetico $\vec{h}(t)$, l'induzione magnetica $\vec{b}(t)$, lo spostamento elettrico $\vec{d}(t)$ ed il campo elettrico $\vec{e}(t)$. Derivano dalle leggi fisiche fondamentali del magnetismo e dell'elettrostatica come la legge di Ampère-Maxwell e la legge di Faraday. Nella forma differenziale, valida localmente (si intende in un punto dello spazio), diventano:

$$\begin{cases} \nabla \times \vec{e}(t) = -\frac{\partial \vec{b}(t)}{\partial t} \\ \nabla \times \vec{h}(t) = \vec{j}(t) + \frac{\partial \vec{d}(t)}{\partial t} \end{cases} \quad (\text{A.3})$$

Da queste due si derivano altre due equazioni mediante l'identità $\nabla \cdot \nabla \times \vec{a} = 0$:

$$\nabla \cdot \vec{d}(t) = \rho_C(t) \quad (\text{A.4})$$

$$\nabla \cdot \vec{b}(t) = 0 \quad (\text{A.5})$$

La prima equazione esprime la solenoidalità del campo magnetico, mentre la seconda è l'equazione della legge di Gauss. $\rho_C(t)$ è la densità di cariche libere e si tratta stavolta di una quantità scalare. Le equazioni diventano decisamente complesse quando si modella un ambiente reale. Per uno studio semplificato conviene mettersi in condizioni ideali: si suppone che nel volume in cui si sviluppa il campo ci sia un mezzo omogeneo, lineare, isotropo, illimitato e tempo-invariante. Nell'ordine si assume che il mezzo sia tutto formato dallo stesso materiale, che la relazione tra i campi $\vec{d}(t)$, $\vec{e}(t)$ e $\vec{b}(t)$, $\vec{h}(t)$ sia lineare e sempre valida in tutte le direzioni. Ne conseguono le seguenti relazioni: $\vec{d}(t) = \epsilon \cdot \vec{e}(t)$ e $\vec{b}(t) = \mu \cdot \vec{h}(t)$. Non si dovranno poi considerare gli effetti delle discontinuità del mezzo e di altre sorgenti di campo. Le costanti inoltre non cambiano nel tempo, per cui si tratta di termini noti. L'antenna (sorgente del campo) si può modellizzare come un volume in cui è presente un campo di corrente $\vec{j}_0(t)$ prefissato, definito campo di corrente impressa. Alla seconda equazione in A.3 va aggiunto questo termine noto.

A.3.2 Equazioni di Maxwell in Regime Armonico

Nell'ipotesi di avere grandezze armoniche, nella forma $x(t) = A \sin(\omega t + \phi)$, queste si possono rappresentare con un numero complesso, ovvero un fasore,

in quanto l'andamento temporale è già noto, ed è sufficiente specificarne solo ampiezza e fase. I campi sinusoidali si potranno rappresentare mediante un vettore complesso a tre componenti. Ciascuna coordinata complessa esprime modulo e fase. Si può passare al dominio del tempo moltiplicando il vettore per lo scalare $e^{j\omega t}$ e prendendo la parte reale del risultato. Le equazioni dopo opportuni passaggi e nelle ipotesi fatte diventano:

$$\begin{cases} \nabla \times \vec{E} = -j\omega\mu\vec{H} \\ \nabla \times \vec{H} = \sigma\vec{E} + \vec{J}_0 + j\omega\epsilon\vec{E} \end{cases}$$

Per semplificare ulteriormente l'analisi si impone che il mezzo sia senza perdite. Ne consegue che il campo di corrente \vec{J} è nullo, in quanto $\vec{J} = \sigma\vec{E} = 0$ (σ è la conducibilità del mezzo) e la costante dielettrica ϵ è un numero reale. In condizioni reali, le costanti ϵ e μ dipendono dalla pulsazione ω del campo. Supponendo di operare in un intervallo di pulsazioni sufficientemente piccolo il loro valore rimane circa lo stesso.

A.3.3 Soluzione in regime sinusoidale

La soluzione si ottiene solo definendo una campo arbitrario \vec{A} , noto come vettore potenziale magnetico, con la proprietà:

$$\vec{H} = \frac{1}{\mu} \nabla \times \vec{A} \quad (\text{A.6})$$

Scegliendo opportunamente \vec{A} , si ottiene l'equazione di Helmholtz $\nabla^2 \vec{A} - \gamma^2 = -\mu\vec{J}_0$, in cui compare come unico campo incognito. Risolta l'equazione il campo elettrico si determina direttamente da \vec{A} sostituendone il valore nella prima equazione del sistema.

$$\frac{1}{\mu} \nabla \times \nabla \times \vec{A} = \vec{J}_0 + j\omega\epsilon\vec{E}$$

Si ricava:

$$\vec{E} = \frac{1}{\mu} \frac{\nabla \times \nabla \vec{A}}{j\omega\epsilon} - \frac{\vec{J}_0}{j\omega\epsilon} \quad (\text{A.7})$$

Il campo magnetico si ricava dalla definizione di \vec{A} .

Per iniziare si considera un sistema di coordinate sferiche di centro O nel volume V dove è localizzato il campo di corrente impressa. Sia Q un punto interno a V e P un punto nel mezzo qualsiasi. Sono così individuati

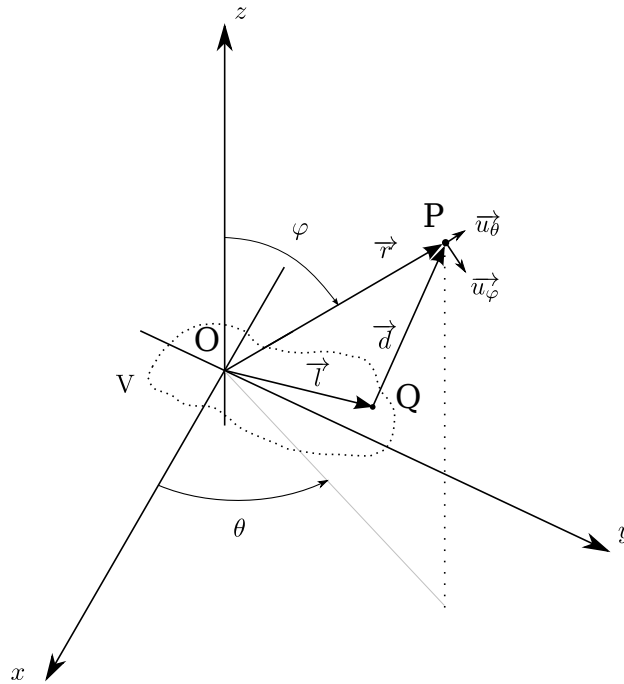


Figura A.6: Sistema di coordinate sferiche e cartesiane tridimensionali per lo studio del campo EM generato dall'antenna

i vettori $\vec{r} = \overrightarrow{OP} = (r, \theta, \varphi)$ con versore \vec{u}_r , il vettore $\vec{d} = \overrightarrow{OP} - \overrightarrow{OQ}$ ed anche il vettore $\vec{l} = \overrightarrow{OQ}$.

Per una sorgente puntiforme modellizzata da una delta di Dirac si ottiene che $A(P)$ (la soluzione è un campo scalare):

$$A(P) = \frac{e^{-\gamma d}}{4\pi d} \quad (\text{A.8})$$

$\gamma = \alpha + j\beta$ è la costante di propagazione nel mezzo e vale: $\gamma^2 = -\omega^2 \mu \epsilon$. Dato che il mezzo è senza perdite la parte reale è nulla e $\beta = \omega \sqrt{\mu \epsilon}$.

In questo caso risulta $\vec{r} = \vec{d}$ e $d = |\vec{d}|$.

Nel tempo risulta $a(P, t) = \text{Re}[A(P) \cdot e^{j\omega t}] = \frac{e^{-(j\beta d + \omega t)}}{4\pi d} = \frac{\cos(\omega t - \beta d)}{4\pi d}$

La soluzione trovata è un'onda sferica centrata in $O \equiv V$ che si allontana dal centro con velocità costante uguale a $\frac{\omega}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{\mu \epsilon}}$.

Nel caso di sorgenti non puntiformi si integra sull'intero volume interessato da \vec{J}_0 la soluzione A.8, considerando ogni punto una sorgente puntiforme

pesata dal volume infinitesimo dV e dalla corrente impressa in quel punto:

$$\vec{A}(P) = \frac{\mu}{4\pi} \int_V \vec{J}_0(Q) \frac{e^{-\gamma d}}{d}.$$

A.3.4 Campo Radiativo e Campo Vicino

Nella determinazione di $\vec{A}(P)$ si può fare una approssimazione che permette di semplificare notevolmente i calcoli. L'approssimazione è valida solamente ad una certa distanza dall'antenna, ed il campo elettromagnetico che si determina prende il nome di campo radiativo. Si consideri il sistema illustrato con l'ausilio della figura A.6. Sia $r = |\vec{r}| = |\vec{OP}|$, $l = |\vec{OQ}|$ e l_{MAX} il massimo valore del modulo di \vec{l} .

Ci sono tre condizioni da verificare affinché l'approssimazione sia valida:

1. $r \gg \lambda$
2. $r \gg l_{MAX}$
3. $r \gg \frac{2\pi l_{MAX}^2}{\lambda}$

Si stabilisce nell'ordine che il punto si trovi a una distanza tale da rendere trascurabile la lunghezza d'onda, la dimensione della sorgente ed i fenomeni di diffrazione.

In queste ipotesi, vale l'approssimazione $\vec{A}(P) = \frac{\mu}{4\pi} \frac{e^{-\gamma r}}{r} \int_V \vec{J}_0(Q) e^{j\beta \vec{d} \cdot \vec{u}_r}$. L'integrale è noto come momento di dipolo equivalente $\vec{M}(\theta, \varphi)$ della sorgente, e dipende solo dalla direzione di radiazione. Sostituendo quanto ricavato a A.6 e A.7 si ricavano delle relazioni di validità generale per il campo lontano: campo elettrico e magnetico sono perpendicolari alla direzione di propagazione e tra loro, si propagano come onde sferiche con costante di fase β e non hanno componenti nella direzione di propagazione (onda TEM). Il rapporto tra modulo del campo elettrico e del campo magnetico è uguale alla impedenza caratteristica del mezzo ($\eta_C = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$). Il modulo del campo dipende solamente dalla distanza r e la potenza complessa trasportata dall'onda è solamente attiva. Se le tre condizioni sopra non sono valide allora bisogna calcolare i campi con le formule esatte, senza ricorrere a $\vec{M}(\theta, \varphi)$. In generale si può dire che i campi ottenuti sono diversi (in particolare presentano componenti radiali) e la potenza complessa trasportata dall'onda ha parte immaginaria non nulla.

A.3.5 Antenne a Dipolo

Le antenne a dipolo sono costituite essenzialmente da due fili conduttori separati e alimentati da una generatore a radio frequenza.

Dipolo elementare

Si consideri un sistema di riferimento cartesiano in tre dimensioni e sia definito una corrente impressa $I(z)$ lungo il segmento infinitesimo $(-dz, +dz)$ di lunghezza dl . Questo modello prende il nome di dipolo elementare ed è la base per determinare le proprietà delle antenne a dipolo. Le espressioni approssimate per il campo lontano sono:

$$\vec{H}(r, \theta, \varphi) = j \frac{Idl}{2\lambda} \frac{e^{-j\beta r}}{r} \sin \varphi \vec{u}_\theta \quad (\text{A.9})$$

$$\vec{E}(r, \theta, \varphi) = j \frac{\eta_C Idl}{2\lambda} \frac{e^{-j\beta r}}{r} \sin \varphi \vec{u}_\varphi \quad (\text{A.10})$$

Si noti come le direzioni di massima emissione siano nel piano perpendicolare al dipolo (con $\varphi = \frac{\pi}{2}$), mentre si annullano lungo l'asse z . Il dipolo elementare è quindi un'antenna direttiva perché irradia potenza principalmente intorno al piano perpendicolare e centrato sul dipolo. La potenza attiva irradiata da una sfera di raggio r_0 (in zona di campo lontano) centrata nel dipolo risulta uguale a:

$$P = \frac{\pi}{3} \eta_C |I|^2 \left(\frac{dl}{\lambda}\right)^2 \quad (\text{A.11})$$

Si definisce resistenza di radiazione il rapporto tra la potenza A.11 e il quadrato del valore efficace della corrente di alimentazione. Si vede come il dipolo elementare tenda ad essere poco efficiente, in quanto richiede elevate correnti per la trasmissione, che causano perdite ohmiche sensibili. Le formule esatte permettono di scoprire che il dipolo elementare irradia anche una potenza reattiva negativa, inversamente proporzionale a r_0^3 .

Dipolo a mezz'onda

Il dipolo a mezz'onda, analogamente a quanto fatto per il dipolo elementare, è pensabile come due segmenti di lunghezza finita $\frac{\lambda}{4}$ centrati nell'asse z . La corrente impressa si considera pari a $I(z) = I \cos(z \frac{2\pi}{\lambda})$, massima al centro e nulla alle estremità, con $z \in [-\frac{\lambda}{4}, \frac{\lambda}{4}]$. L'andamento dei campi per il dipolo elementare vale qualitativamente anche per questa antenna. Va comunque precisato che l'intensità dei campi irradiati è maggiore ed inoltre la resistenza di radiazione è e pari a circa 73Ω .

Antenna a quarto d'onda

L'antenna a quarto d'onda è formata da un conduttore filiforme alimentato da un generatore a RF. L'antenna è posta sopra un piano conduttore ideale ed indefinito collegato alla massa del generatore. L'effetto del piano è quello di riflettere il campo elettromagnetico incidente prodotto dall'antenna. La riflessione si può pensare come fosse causata da un'antenna immagine simmetrica rispetto al piano e posta al di sotto di esso. La corrente impressa dall'antenna immagine ha la medesima ampiezza e fase della corrente impressa. Il sistema descritto risulta formalmente equivalente ad un dipolo a mezz'onda. Il campo però sarà definito solo per il semiasse positivo (solo per $0 \leq \varphi < \frac{\pi}{2}$). La potenza irradiata risulta quindi dimezzata e di conseguenza lo è anche la resistenza di radiazione. Si sottolinea che questo modello è valido solo se il piano è un conduttore ideale e se l'antenna è perpendicolare al piano di massa.

A.3.6 Parametri delle antenne

- Impedenza

L'antenna dal punto di vista circuitale è assimilabile ad un bipolo caratterizzato dalla propria impedenza. La parte reale è costituita dalla resistenza di radiazione e dalla resistenza del conduttore, che non si può affatto trascurare a causa dell'effetto pelle molto rilevante per correnti a radiofrequenza. La parte immaginaria è anch'essa presente in generale.

- VSWR - Voltage Standing Wave Ratio

Un'antenna viene alimentata tipicamente da un generatore a RF per mezzo di una linea di trasmissione (ad esempio un cavo coassiale) con una certa impedenza caratteristica, che si considera tipicamente pari a 50Ω . Il parametro non è altro che il rapporto di onda stazionaria (in italiano è indicato ROS, cioè Rapporto di Onda Stazionaria) misurato nella linea di alimentazione, considerando l'antenna come carico. Sperimentalmente si rileva che l'antenna cambia impedenza al variare della frequenza, per cui cambia il coefficiente di riflessione al carico e di conseguenza anche il VSWR. Queste informazioni sono di notevole utilità pratica, perchè utilizzando l'antenna in certi intervalli di frequenza la linea sarà fortemente disadattata. La riflessione in linea infatti determina la distorsione del segnale trasmesso e una diminuzione o della potenza attiva trasmessa dal generatore al carico. Si può individuare la banda passante dell'antenna conoscendo il variare del VSWR in frequenza.

- Guadagno di Direttività

Il guadagno di direttività d è il rapporto tra la potenza attiva irradiata da un'antenna e la potenza che un'antenna isotropa (a volte si fa il confronto con un dipolo a mezz'onda) dovrebbe irradiare per produrre nella direzione di massima emissione la stessa intensità di campo elettrico. Le antenne presentano sempre delle regioni dello spazio (lobi) in cui il campo elettrico è più intenso che nelle altre direzioni. Non si tratta assolutamente di un fenomeno che incrementa la potenza trasmessa, ma solamente una concentrazione della potenza irradiata in certe regioni dello spazio. La direttività è calcolabile analiticamente con l'integrale A.12 :

$$G_d = \frac{1}{4\pi} \int_0^{4\pi} i(\theta, \varphi) d\Omega \quad (\text{A.12})$$

La funzione $i(\theta, \varphi)$ è l'intensità di radiazione normalizzata. E' data dal rapporto $\frac{|E(r_0, \theta, \varphi)|}{|E(M)|}$. Dipende solamente della direzione considerata e viene integrata al variare dell'angolo solido $d\Omega = \sin(\varphi)d\varphi d\theta$ su tutta la superficie sferica centrata nell'origine e di raggio r_O . Permette di determinare la distribuzione spaziale della potenza irradiata in funzione della sola direzione. Il punto M è il punto di massimo del modulo del campo elettrico, sempre sulla sfera di raggio r_O centrata nell'antenna.

- Guadagno di Potenza

E' il prodotto del guadagno di direttività definito prima con il rendimento dell'antenna $\eta = \frac{P_{irr}}{P_{irr} + P_d}$. Si indica con P_{irr} la potenza attiva irradiata e con P_d la conseguente potenza dissipata nell'antenna.

$$g = d \cdot \eta \quad (\text{A.13})$$

Antenne a Microstriscia

Le antenne a microstriscia sono formate da un radiatore piano separato da un piano conduttore di massa da una lastra piana di materiale dielettrico. L'antenna viene tipicamente alimentata con un cavo coassiale. Queste antenne sono realizzabili con le stesse tecniche impiegate per la fabbricazione dei circuiti stampati. Si ha così un costo minore rispetto alle antenne realizzate mediante lavorazioni meccaniche. E' inoltre possibile integrare sullo stampato i circuiti di adattamento di impedenza, senza dover ricorrere a componenti esterni, ed inoltre si possono realizzare facilmente antenne di forma complessa (migliorando la direttività ed il guadagno).

A.3.7 Formula di Friis

La formula di Friis permette di calcolare, dati i parametri di sistema di trasmissione radio, la potenza massima disponibile in ricezione in condizioni ideali. La formula è valida nelle condizioni che si sono assunte per lo studio delle antenne. Non è assolutamente applicabile in condizioni reali. Tuttavia ci si può aspettare che possa fornire almeno una stima grossolana della potenza ricevuta e che la portata effettiva sia correlata a quella teorica.

$$P_{RX} = P_{TX} G_{TX} G_{RX} \left(\frac{\lambda}{4\pi D} \right)^2 \quad (\text{A.14})$$

P_{TX} è la potenza attiva trasmessa, G_{TX} e G_{RX} sono rispettivamente i guadagni di potenza dell'antenna trasmittente e ricevente e D è la distanza tra ricevitore e trasmettitore. λ è la lunghezza d'onda. È più interessante ricavare la distanza D in funzione di tutti gli altri parametri che in fase di progetto sono noti, per stimare la massima distanza del collegamento radio. Si ottiene così:

$$D = \sqrt{\frac{P_{TX} G_{TX} G_{RX}}{P_{RX}}} \cdot \frac{\lambda}{4\pi} \quad (\text{A.15})$$

E se si esprimono in dB le potenze ed in dBi i guadagni di potenza:

$$D = 10^{\frac{P_{TX,dB} + G_{TX,dBi} + G_{RX,dBi} - P_{RX,dB}}{20}} \frac{\lambda}{4\pi} \quad (\text{A.16})$$

La potenza in ricezione ora ha un valore prefissato, che può essere scelto ad esempio come il minimo amplificabile al ricevitore, o come quel valore che garantisce un certo rapporto segnale/rumore.

A.4 Linee di trasmissione

Una linea di trasmissione omogenea è un sistema costituito da due conduttori separati da un mezzo dielettrico con le medesime caratteristiche geometriche e fisiche lungo ogni sezione. Esempi di linea omogenea sono i doppini per telecomunicazioni, il cavo coassiale e anche una pista di un circuito stampato sopra il piano di massa. Si tratta di sistemi a costanti distribuite: le caratteristiche elettriche dei conduttori come induttanza, capacità e resistività sono uniformemente distribuite lungo le direzioni dove si sviluppano. Si suppone inoltre che il sistema sia lineare e tempo-invariante. Il circuito è equivalente ad una rete elettrica ordinaria (a parametri concentrati) se si esamina un tratto infinitesimo. L'analisi di questo circuito permette di conoscere l'andamento di tensione e corrente lungo la linea. Il modello da cui partire per

l'analisi (figura A.4) adotta un sistema di riferimento monodimensionale, in cui l'origine è posizionata sul carico. La linea si sviluppa lungo la semiretta negativa, per cui se la linea è lunga L il generatore si troverà alla coordinata $-L$. In regime armonico (si suppone che corrente e tensione siano grandezze sinusoidali nella linea) si ricavano le seguenti equazioni differenziali:

$$\begin{aligned}\frac{d^2V(x)}{dx^2} &= \gamma^2V(x) \\ \frac{d^2I(x)}{dx^2} &= \gamma^2I(x)\end{aligned}\quad (\text{A.17})$$

Sono due equazioni d'onda, apparentemente indipendenti, per tensione e corrente in linea. La linea è caratterizzata, ad una certa frequenza, da quattro costanti reali:

- r : è la resistività per unità di lunghezza misurata in Ωm^{-1}
- l : rappresenta l'induttanza per unità di lunghezza, Hm^{-1}
- g : è la conduttanza per unità di lunghezza, dovuta alle perdite nel dielettrico $\Omega^{-1}m^{-1}$
- c : è la capacità per unità di lunghezza Fm^{-1}

La costante $\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(r + j\omega l)(g + j\omega c)}$ che compare nelle A.17 è un numero complesso che prende il nome di costante di propagazione. Si dimostra che la soluzione delle A.17 è, tenuto conto che non vanno considerare indipendenti:

$$\begin{cases} V_x = V_+e^{-j\gamma x} + V_-e^{j\gamma x} \\ I_x = V_+\frac{e^{-j\gamma x}}{Z_C} - V_-\frac{e^{j\gamma x}}{Z_C} \end{cases}\quad (\text{A.18})$$

Z_C si ricava dal rapporto $\sqrt{\frac{r+j\omega l}{g+j\omega c}}$ ed è chiamata impedenza caratteristica della linea. In condizioni spesso verificate risulta che $j\omega c \gg g$ e $j\omega l \gg r$, per cui si può ritenere con ottima approssimazione Z_C reale se si trascurano r e g . L'approssimazione comporta inoltre che γ sia puramente immaginaria e pari a $-j\omega\sqrt{lc}$. Così facendo si sono trascurati gli elementi dissipativi della linea, che danno origine a perdite di potenza del segnale che si propaga in linea. Se però si suppone di studiare una linea in cui $-\alpha \cdot x$ tenda a zero allora si può comunque trascurare le perdite in quanto se $x \rightarrow 0$, $e^{-\alpha x} \simeq 1 - \alpha x$ tende ad uno. V_+ e V_- sono delle costanti complesse determinabili specificando il carico (Z_L) ed il generatore Z_S e V_S . I termini esponenziali rappresentano onde che si propagano nella linea: il primo addendo si propaga in direzione del carico, ed è quindi un'onda incidente, mentre l'altro addendo è un'onda

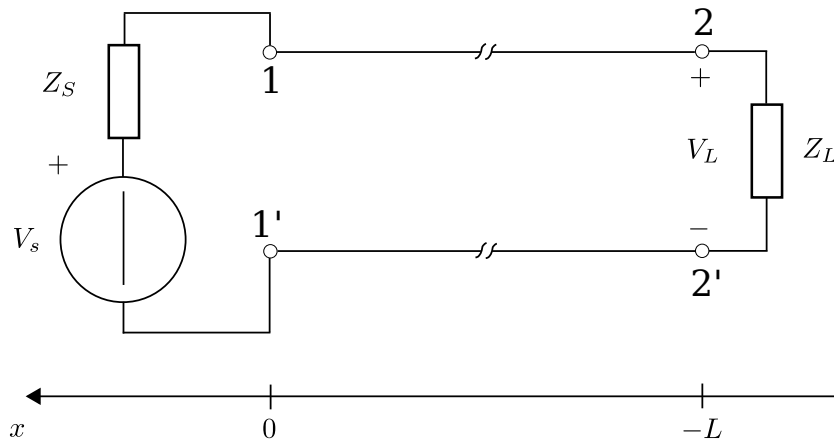


Figura A.7: Sistema di riferimento monodimensionale e circuito per lo studio di una linea omogenea

riflessa, che si propaga in verso contrario. In ogni sezione della linea senza perdite si ricava l'impedenza con la formula:

$$z(-l) = \frac{z_L + j \tan(\beta l)}{1 + j z_L \tan(\beta l)} \quad (\text{A.19})$$

Il simbolo z_x è noto come impedenza normalizzata e si ricava dividendo l'impedenza $Z(x)$ per Z_C . z_L indica l'impedenza normalizzata del carico: $\frac{Z_L}{Z_C}$. Considerando la linea come un generico quadripolo interessa determinare la funzione di trasferimento $H(j\omega)$ tra una tensione in ingresso $V_{11'}$ e la tensione in uscita sul carico V_L . Si ottiene la relazione:

$$H(j\omega) = \frac{V_L}{V_{11'}} = \frac{Z_L}{Z_L \cos(\beta l) + j Z_C \sin(\beta l)} \quad (\text{A.20})$$

A.4.1 Considerazioni sull'Adattamento di Impedenza

Per garantire che la funzione di trasferimento soddisfi le condizioni di non-distorsione (ampiezza costante e costante di fase lineare) si vede che il carico deve essere uguale all'impedenza caratteristica della linea. Se è così $H(j\omega) = e^{-j\gamma l}$, un esponenziale complesso di modulo unitario e fase lineare in ω . In questo caso secondo la A.19 in ogni punto della linea risulta pari a Z_C , e quindi il generatore in $x = -L$ è come fosse chiuso su un'impedenza Z_C . Se $Z_L \neq Z_C$ la linea introduce distorsione di ampiezza e di fase ed inoltre

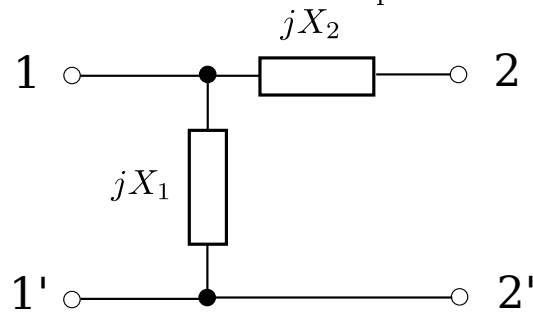
si presenta l'onda riflessa. Si definisce coefficiente di riflessione $\rho(x)$ in ogni punto della linea il rapporto $\frac{V_-}{V_+} e^{j2\beta x}$. Per $x = 0$ è noto come coefficiente di riflessione nel carico ρ_L e vale $\rho_L = \frac{Z_L - Z_C}{Z_L + Z_C}$. Un'altro modo di calcolarlo si ottiene dalla relazione:

$$\rho_L = \frac{Z_L - Z_C}{Z_L + Z_C} \quad (\text{A.21})$$

Quando $Z_L \neq Z_C$ il rapporto è diverso da zero e perciò è presente il termine noto V_- nelle A.18. Nella linea in cui si sovrappongono onda riflessa ed onda incidente si crea una onda stazionaria di tensione e corrente. Si hanno quindi periodicamente massimi e minimi di ampiezza di tensione e di corrente lungo la linea. Il rapporto di onda stazionaria $S = \frac{1+|\rho_L|}{1-|\rho_L|}$ quantifica il fenomeno, essendo esprimibile come il rapporto tra il massimo di tensione ed il minimo di tensione nella linea. Il carico nelle applicazioni pratiche può essere diverso dall'impedenza caratteristica. Per questo tra carico e linea bisogna inserire un quadripolo di adattamento, in modo che l'impedenza di ingresso del quadripolo chiuso su Z_L sia pari a Z_C .

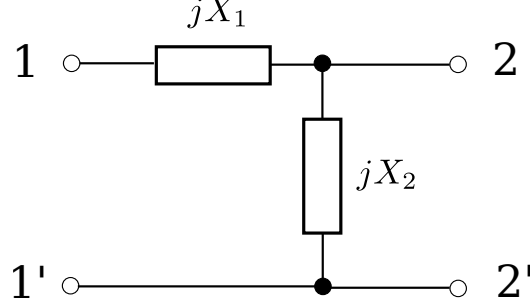
Uno dei quadripoli di adattamento più semplici è costituito da una rete a L di soli componenti reattivi, che non introducono perdite di potenza quando sono utilizzati. La rete a L è formata da due reattanze X_1 e X_2 : la prima è collegata al morsetto di uscita e di ingresso (si indica impropriamente come reattanza serie), mentre la seconda è collegata in parallelo alla porta di ingresso o di uscita del quadripolo (si indica come la reattanza shunt). Si hanno quindi due possibili reti a seconda del collegamento in parallelo come illustrato in A.8 e A.9.

Figura A.8: Rete di Adattamento di Impedenza ad L Shunt-Serie



All'ingresso della linea il generatore ha in generale una impedenza Z_S diversa da Z_C , per cui sorgono anche in questo caso problemi di adattamento di impedenza. Stavolta il problema è quello di massimizzare il trasferimento di potenza attiva alla linea. Si ricorre ancora a quadripoli di adattamento che presentino un'impedenza d'ingresso pari al complesso coniugato di quella

Figura A.9: Rete di Adattamento di Impedenza ad L Serie-Shunt



interna del generatore Z_S quando in uscita sono chiusi su Z_C . Si suppone che la linea sia chiusa su un carico uguale all'impedenza caratteristica. Per determinare i valori delle reattanze si calcola l'impedenza di ingresso alla porta 11' della rete di adattamento, chiusa sul carico alla porta 22', e si impone che sia uguale all'impedenza desiderata. Risolvendo l'equazione così ottenuta si ricavano i valori cercati. Nel fare i calcoli di seguito si suppone che Z_C sia reale. Conviene dapprima calcolare l'impedenza che si presenta all'ingresso della rete di adattamento chiusa su di un generico carico $Z_L = R_L + X_L$.

Impedenza di ingresso Z_{IN_1} della rete a L reattiva con X_1 shunt e X_2 serie

Si ha il parallelo di jX_1 con la serie di jX_2 e Z_L :

$$\begin{aligned}
 Z_{IN_1} &= \frac{(jX_1)(R_L + j(X_L + X_2))}{R_L + j(X_L + X_2 + jX_1)} = \frac{jX_1R_L - (X_1X_L + X_1X_2)}{R_L + j(X_L + X_2 + X_1)} = \\
 &= \frac{X_1R_LX_L + X_1R_LX_2 + X_1^2R_L - X_1R_LX_L - X_1R_LX_2}{R_L^2 + X_L^2 + X_2^2 + X_1^2 + 2X_LX_2 + 2X_LX_1 + 2X_2X_1} + \\
 &+ \frac{j(X_1R_L^2 + X_1X_L^2 + X_1X_2X_L + X_1^2X_L + X_1X_2X_L + X_1X_2^2 + X_1^2X_2)}{R_L^2 + X_L^2 + X_2^2 + X_1^2 + 2X_LX_2 + 2X_LX_1 + 2X_2X_1} = \\
 &= \frac{X_1^2R_L + j(X_1R_L^2 + X_1X_L^2 + 2X_1X_2X_L + X_1^2X_L + X_1X_2^2 + X_1^2X_2)}{R_L^2 + X_L^2 + X_2^2 + X_1^2 + 2X_LX_2 + 2X_LX_1 + 2X_2X_1}
 \end{aligned}$$

Impedenza di ingresso Z_{IN_2} della rete a L reattiva con X_1 serie, X_2 shunt

Si ha jX_1 in serie con il parallelo tra jX_2 e Z_L :

$$\begin{aligned}
 Z_{IN_2} &= jX_1 + \frac{(R_L + jX_L)(jX_2)}{R_L + j(X_L + X_2)} = jX_1 + \frac{jX_2R_L - X_LX_2}{R_L + j(X_L + X_2)} = \\
 &= jX_1 + \frac{(jX_2R_L - X_LX_2)(R_L - j(X_L + X_2))}{R_L^2 + X_L^2 + X_2^2 + 2X_2X_L} = \\
 &= jX_1 + \frac{(jX_2R_L - X_LX_2)(R_L - j(X_L + X_2))}{R_L^2 + X_L^2 + X_2^2 + 2X_2X_L} = \\
 &= jX_1 + \frac{jX_2R_L^2 - X_LX_2R_L + X_2R_LX_L + X_2^2R_L + j(X_L^2X_2 + X_LX_2^2)}{R_L^2 + X_L^2 + X_2^2 + 2X_2X_L} = \\
 &= jX_1 + \frac{X_2^2R_L + j(X_L^2X_2 + X_LX_2^2 + X_2R_L^2)}{R_L^2 + X_L^2 + X_2^2 + 2X_2X_L}
 \end{aligned}$$

Adattamento del carico all'impedenza caratteristica della linea

Nel primo caso si impone $Z_{IN_1} = Z_C$ ottenendo due equazioni. Una è per la parte reale che deve essere uguale a Z_C e l'altra è per la parte immaginaria che deve annullarsi:

$$\frac{X_1^2R_L}{R_L^2 + X_L^2 + X_2^2 + X_1^2 + 2X_LX_2 + 2X_LX_1 + 2X_2X_1} = Z_C \quad (\text{A.22})$$

$$\frac{X_1R_L^2 + X_1X_L^2 + 2X_1X_2X_L + X_1^2X_L + X_1X_2^2 + X_1^2X_2}{R_L^2 + X_L^2 + X_2^2 + X_1^2 + 2X_LX_2 + 2X_LX_1 + 2X_2X_1} = 0 \quad (\text{A.23})$$

Sviluppando la A.23 si ottiene

$$X_1R_L^2 + X_1X_L^2 + 2X_1X_2X_L + X_1^2X_L + X_1X_2^2 + X_1^2X_2 = 0.$$

Dividendo per $X_1 \neq 0$ si ha:

$$R_L^2 + X_L^2 + 2X_2X_L + X_1X_L + X_2^2 + X_1X_2 = 0$$

Dalla A.22 si ricava

$$X_1^2R_L = Z_C(R_L^2 + X_L^2 + X_2^2 + X_1^2 + 2X_LX_2 + 2X_LX_1 + 2X_2X_1)$$

Sostituendo quanto ricavato prima per la A.23 a secondo membro della A.22 si semplifica l'equazione:

$$X_1^2R_L = Z_C(X_1^2 + X_LX_2 + X_LX_1 + X_2X_1)$$

Dividendo nuovamente per X_1 e risolvendo rispetto a X_1 si trova:

$$X_1 = Z_C \frac{X_2 + X_L}{R_L - Z_C} \quad (\text{A.24})$$

Ora si può sostituire la A.24 nella A.23 e risolverla rispetto ad X_2 :

$$R_L^2 + X_L^2 + 2X_2X_L + Z_C \frac{X_2+X_L}{R_L-Z_C} X_L + X_2^2 + Z_C \frac{X_2+X_L}{R_L-Z_C} X_2 = 0$$

$$R_L^3 - Z_C R_L^2 + X_L^2 R_L - X_L^2 Z_C + 2X_2 X_L R_L - 2X_2 X_L Z_C + Z_C X_2 X_L + Z_C X_L^2 + X_2^2 R_L - X_2^2 Z_C + X_2^2 Z_C + X_L X_2 Z_C = 0$$

Eliminando gli addendi di segno opposto si ottiene un'equazione di secondo grado:

$$X_L^2 R_L + 2X_L R_L X_2 + R_L^3 - Z_C R_L^2 = 0 \text{ La soluzione risulta:}$$

$$X_2 = -X_L \pm \sqrt{Z_C R_L - R_L^2} \quad (\text{A.25})$$

Nel secondo caso basta risolvere solo l'equazione ricavata dalla parte reale.

Si ottiene l'equazione:

$$X_2^2 (R_L - Z_C) - 2Z_C X_L X_2 - Z_C (R_L^2 + X_L^2) = 0$$

Con soluzione:

$$X_2 = \frac{Z_C X_L \pm \sqrt{Z_C R_L^3 + Z_C R_L X_L^2 - Z_C^2 R_L^2}}{R_L - Z_C} \quad (\text{A.26})$$

Il valore di X_1 si determina semplicemente calcolando l'opposto della parte immaginaria del parallelo tra Z_L e X_2 .

Si noti come la prima rete è utilizzabile solo se $Z_C R_L - R_L^2 \geq 0$ e quindi per $0 < R_L \leq Z_C$ dato che $R_L > 0$.

La seconda rete è utilizzabile se sono verificate le condizioni $0 < R_L < \frac{Z_C - \sqrt{Z_C^2 - 4X_L^2}}{2}$ o $R_L > \frac{Z_C + \sqrt{Z_C^2 - 4X_L^2}}{2}$ quando $Z_C^2 - 4X_L^2 \geq 0$.

Se invece $Z_C^2 - 4X_L^2 < 0$ allora è utilizzabile per qualsiasi valore di R_L poichè il radicale a numeratore sarà sempre positivo. Nel caso in cui il carico abbia $X_L = 0$ si ottiene che $R_L > Z_C$.

Adattamento di potenza tra generatore e linea in adattamento

Non è necessario fare dei calcoli specifici per questo caso. E' sufficiente considerare Z_L (prima era il carico su cui era terminata la linea) come l'impedenza interna del generatore, in un certo senso scambiando le porte del quadripolo, e le relazioni trovate sopra permettono di calcolare i valori delle reattanze che rendono l'impedenza del generatore equivalente a valle dell'adattatore uguale a quella della linea. Ne consegue che la linea risulta pilotata da un generatore (equivalente) adattato a Z_C .

Adattamento in una banda di frequenze

I calcoli svolti si basano sul presupposto che le impedenze dei vari componenti siano valori costanti in frequenza. In realtà nei circuiti reali X_1 ed X_2 si

realizzano con induttori e condensatori, la cui reattanza varia con la frequenza. In generale anche l'impedenza del generatore e del carico sono funzioni della frequenza. Ne consegue che l'adattamento può essere ottimale solamente ad una ben precisa frequenza. I segnali che trasportano informazione però occupano sempre un intervallo di frequenze. Per meglio caratterizzare l'adattamento di potenza è utile definire il rapporto :

$$\frac{4\operatorname{Re}[Z_S]\operatorname{Re}[Z_L]}{(\operatorname{Re}[Z_S + Z_L])^2 + (\operatorname{Im}[Z_S + Z_L])^2}$$

E' il quoziente tra la potenza attiva trasferita al carico Z_L da un generatore di impedenza Z_S con la massima potenza attiva trasferibile dal generatore in adattamento. Nel caso di adattamento del carico all'impedenza caratteristica conviene determinare l'andamento del Rapporto di Onda Stazionaria al variare della frequenza. Basta allora calcolare l'impedenza d'ingresso del quadripolo di adattamento al variare della frequenza e utilizzarla per calcolare il ROS. Il risultato ottenuto permette di individuare un intervallo di frequenza dove si può garantire uno scostamento arbitrario dalle condizioni di adattamento ideale. Si determina in questo modo la banda passante delle reti di adattamento progettate. Nel caso la banda del segnale sia sufficientemente piccola rispetto alla frequenza di funzionamento, può essere possibile trascurare la larghezza di banda del segnale. Ciò va esaminato caso per caso.

Bibliografia

- [1] Hyphen-Italia, “iPinenergy.” http://www.pinenergy.it/index.php?option=com_content&view=article&id=8&Itemid=16. Via Marconi, 14 37010 AFFI (VR) - Italia.
- [2] Paul G. Honchar, “Diaphragm Meters Applications, Installations and Maintenance.” <http://www.cga.ca/events/documents/13.pdf>.
- [3] Genova Reti Gas. http://www.genovaretigas.it/moduli/contatori_gas.pdf.
- [4] Micrel Inc. <http://www.micrel.com>.
- [5] G. Floyd M., “Charge-pump phase-lock loops,” *IEEE Transactions on Communications*, VOL. COM-28, NO. 11, November 1980.
- [6] P. K. Hanumolu, M. Brownlee, K. Mayaram, and U.-K. Moon, “Analysis of charge-pump phase-locked loops,” *IEEE Transactions on Circuits and Systems I Regular Papers*, VOL. 51, NO. 9, September 2004.
- [7] F. Yuan, *CMOS Active Inductors and Transformers - Principle, Implementation, and Applications*. Springer, 2008. Capitolo 2.
- [8] F. Behbahani, Y. Kishigami, J. Leete, and A. A. Abidi, “Cmos mixers and polyphase filters for large image rejection,” *IEEE Journal on Solid-State Circuits*, VOL. 36, NO. 6, June 2001.
- [9] I. I. for Interconnecting and P. E. Circuits, *The Design Guide for Electronic Packaging Utilising High Speed Techniques*. IPC, November 2003.
- [10] Energizer© Holdings Inc. <http://data.energizer.com/PDFs/e91.pdf>.
- [11] A. V. Oppenheim and A. S. Willsky, *Signals & Systems*. Prentice-Hall International Inc., Second ed., 1996. 4.13, pag. 290.

- [12] A. V. Oppenheim and A. S. Willsky, *Signals & Systems*. Prentice-Hall International Inc., Second ed., 1996. 8.2.2, pag. 590.